

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-334423

(43)公開日 平成6年(1994)12月2日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 1 Q 3/04

// H 0 1 Q 21/24

識別記号

庁内整理番号

2109-5 J

2109-5 J

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 29 頁)

(21)出願番号

特願平5-124298

(22)出願日

平成5年(1993)5月26日

(71)出願人 000003609

株式会社豊田中央研究所

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1

(72)発明者 西川 訓利

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

(72)発明者 寺本 英二

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

(74)代理人 弁理士 吉田 研二 (外2名)

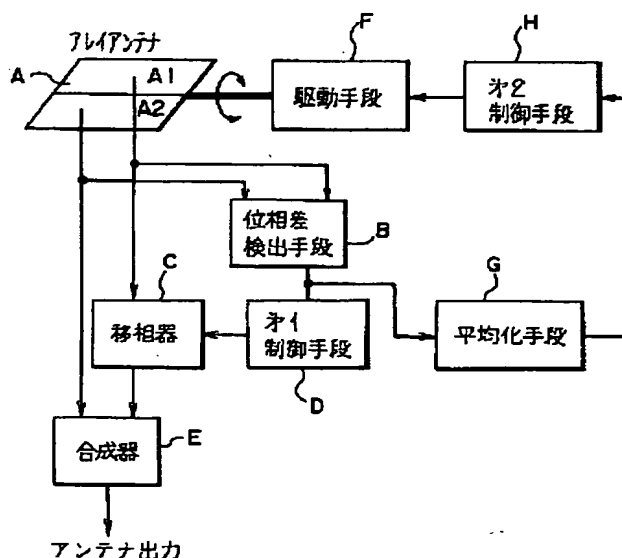
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 追尾アンテナ装置

(57)【要約】

【目的】 仰角方向の追尾を簡易な構成で高精度に行う。

【構成】 サブアレイアンテナA1、A2の位相差を位相差検出手段Bにおいて検出し、これにより移相器Cにおける位相量を制御して合成器Eにおいて、同相合成を行う。また、位相差検出手段Bにおいて検出した位相差を平均化手段Gにおいて平均化処理し、仰角の高速な変動を除去して、制御手段Hに供給する。制御手段Hは、仰角方向駆動手段FによりアレイアンテナAの仰角を機械的に制御する。このように、高速な仰角変動成分に対する応答は電子的な指向性制御、低速な仰角変動成分に対する応答は機械的な指向性制御とすることによって、常に良好な衛星追尾を達成する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 仰角方向に同じ法線方向を有し平行配置された少なくとも2つのサブアレイアンテナからなるアレイアンテナと、

サブアレイアンテナの中の1つのサブアレイアンテナを基準サブアレイアンテナとし、他のサブアレイアンテナの出力と基準サブアレイアンテナの出力との位相差を検出する位相差検出手段と、

前記他のサブアレイアンテナの出力の位相を移相量に応じて変更する移相器と、

この位相差検出手段において検出した位相差に基づいて、前記移相器の移相量を制御する第1制御手段と、基準サブアレイアンテナの出力と移相器出力とを合成する合成器と、

各サブアレイアンテナを平行関係を保ったまま姿勢制御して、サブアレイアンテナの法線方向を変化させ、アンテナの仰角方向の向きを変更する仰角方向駆動手段と、上記位相差検出手段により検出した位相差の平均値を算出する平均化手段と、

算出した位相差平均値が0になるように、上記仰角方向駆動手段の駆動を制御する第2制御手段と、を有することを特徴とする追尾アンテナ装置。

【請求項2】 請求項1記載のアンテナであって、上記仰角方向駆動手段は、回転力を出力するモータと、モータの出力する回転力を直線運動に変換するボールねじ手段と、

ボールねじ手段の出力である直線運動を上記アンテナの仰角方向の回転運動に変換する直線回転変換手段と、を有することを特徴とする追尾アンテナ装置。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【産業上の利用分野】本発明は、複数のサブアレイアンテナの出力から電波の到来方向を検出し、これに基づいてアンテナの仰角方向の向きを制御する追尾アンテナに関する。

【0002】

【従来の技術】近年、通信技術の進歩に伴い各種分野に電波を用いた無線通信が採用されている。すなわち、従来のTV放送、ラジオ放送、無線通信に加え、各種移動体通信や衛星通信等も普及してきている。

【0003】このような無線通信、特に衛星通信においては、衛星からの微弱な電波を受信しなければならない。そこで、電波をいかに効率良く受信し、かつ有効に利用するかが最も重要になる。この目的のために、複数のアンテナを用い、電波をより多く受信しようとする試みがなされている。

【0004】このような試みの代表的なものとしてアレイアンテナがある。このアレイアンテナでは、同一方向に指向性を持つアンテナ素子を一列あるいは平面的に並

べ、複数のアンテナ素子の高周波信号出力を合成することでアンテナの利得を高くしている。アンテナ素子の数を増やせばそれだけ利得を向上することができ、微弱な電波の受信のためには、このアレイアンテナは非常に有効である。

【0005】しかし、アレイアンテナでは、アンテナ素子を複数並べるため、指向性が鋭くなる。このため、自動車等の移動体に搭載する場合には、移動体の動きに応じて指向性の方位角（アジマス）および仰角（エレベーション）を制御し、アンテナの指向性を常に衛星方向に向ける追尾制御が必要となる。

【0006】指向性の向きを変える方法としては、電子的に変える方法と機械的に変える方法がある。そして、機械的方式によればアンテナのボアサイト（最大利得方向）を常に衛星の方向に向けることができ、衛星の方向によらず安定した利得を得ることができる。このため、機械的な追尾方式が多く採用されている。

【0007】機械的追尾方式では、例えば仰角面において、上下のサブアレイアンテナからの位相差情報に基づいて機械的にアレイアンテナの仰角を制御し、アレイアンテナのボアサイトを電波到来方向（衛星方向）に維持する。そして、ここのサブアレイの出力は合成器で単純に合成されて出力される。また、方位角面においても左右のサブアレイアンテナからの位相差情報に基づいて同様の制御が行われる。これによって、移動体の走行状況に追従して、アンテナの指向性を常に衛星に向けることができる。

【0008】なお、このような機械的な追尾アンテナは、特開平2-159802号公報等に示されている。また、この装置では、仰角面の駆動装置として、アンテナの仰角方向の回転軸にプーリを設け、これをベルトを介してモータで駆動するものが採用されている。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】ここで、自動車の走行時の仰角および方位角の変動を考えてみる。方位角の変動は主にハンドル操作による進路の変更などによるものである。このため、変動範囲は全方位（360°）であるが、その変動速度はそれ程高速ではない。

【0010】一方仰角方向の変動には、

（i）緯度変化・坂道走行時などの比較的変動範囲は大きい（20°程度）が変動速度は緩やかなもの

（ii）悪路走行時の振動など変動範囲は小さいが変動速度が高速なもの
の2種類がある。

【0011】従って、仰角方向の追尾を機械的方式による場合、上記（ii）の変動に追従するために高精度、高性能の駆動装置が必要となり、装置全体が複雑化、大型化、コストアップするという問題点があった。また、高性能の駆動装置を用いても追尾の信頼性が十分得られるとは限らなかった。

【0012】さらに、移動体用のアンテナでは、低姿勢であることを要求される。このため、上述したプーリとベルトを用いる仰角駆動装置では、アンテナ回転軸のプーリの径を大きくすることができず、その結果モータからアンテナ回転軸までの減速比を大きくすることができない。

【0013】従って、必要な駆動トルクあるいは保持トルクを得るためには、

- (i) トルクの大きなモータを使用する
 - (ii) ベルトを多段かけとして総減速比を大きくする
- のいずれかの方法をとることになる。しかし、このような方法を取ったとしても、結局装置が大型化、複雑化してしまうという問題点があった。

【0014】本発明は、上記問題点を解決することを課題としてなされたものであり、比較的簡単な構成で仰角方向の追尾を高精度に行えと共、装置を低姿勢にできる追尾アンテナ装置を提供することを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明は、図1に示すように、仰角方向に同じ法線方向を有し平行配置された少なくとも2つのサブアレイアンテナ(A1、A2)からなるアレイアンテナAと、サブアレイアンテナの中の1つのサブアレイアンテナを基準サブアレイアンテナとし他のサブアレイアンテナの出力と基準サブアレイアンテナの出力との位相差を検出する位相差検出手段Bと、他のサブアレイアンテナの出力の位相を移相量に応じて変更する移相器Cと、この位相差検出手段において検出した位相差に基づいて前記移相器の移相量を制御する第1制御手段Dと、基準サブアレイアンテナの出力と移相器出力とを合成する合成器Eと、各サブアレイアンテナを平行関係を保ったまま姿勢制御してサブアレイアンテナの法線方向を変化させアンテナの仰角方向の向きを変更する仰角方向駆動手段Fと、上記位相差検出手段により検出した位相差の平均値を算出する平均化手段Gと、算出した位相差平均値が0になるように、上記仰角方向駆動手段の駆動を制御する第2制御手段Hとを有することを特徴とする。

【0016】このように、本発明では、仰角方向に配置されたサブアレイの出力を単純には合成せず、移相器Cにより位相を変化させた後に合成することにより、アレイアンテナ全体としての指向性の方向を電子的に制御する。また、アレイアンテナAの仰角を機械的に変更する仰角方向駆動手段を有し、アレイアンテナAの指向性を機械的にも制御する。すなわち、本発明では、仰角方向の指向性の制御を電子的な制御と機械的制御の組み合わせによって行う。また、仰角方向駆動手段Fに低姿勢のものを採用している。

【0017】

【作用】衛星方法の電波は非常に微弱であるため、高品質な画像品質を得るためには非常に利得の高いアンテナ

が必要となる。そして、アンテナは低姿勢であることが要求されるため、複数のアンテナ素子aを平面状に配置したアレイアンテナAが用いられる。

【0018】このようなアレイアンテナAの一例を図2に示す。この例のアレイアンテナAは左右方向に10列、上下方向に4列等間隔に配置された合計40個のアンテナ素子aから構成されている。そして、40個のアンテナ素子aからの出力を構成することによって、高利得のアンテナになる。また、このようなアレイアンテナAの仰角方向の指向性は、図3に示すように比較的鋭いものとなる。なお、最大感度方向(ボアサイト方向)は、アレイアンテナAの面に対し直角な方向になる。

【0019】ここで、図4に示すように、アレイアンテナAを上下方向2列ずつの2つのサブアレイA1、A2に分割した場合を考える。個々のサブアレイの指向性G2は、4列のものと比較して幅が広くなり、最大利得は4列の場合の半分($G0/2$)になる。この2つのサブアレイ出力を単純に同位相で合成した場合は、アレイアンテナA全体の指向性は4列のものと等しくなる。なお、各サブアレイからの出力は、合成器Eにおいて、合成される。

【0020】次に、図5に示すように、2つのサブアレイ出力の内的一方を移相器Cにおいて位相を $-\Delta\phi$ だけ変化させてから合成器Eに入力し、合成した場合を考える。この場合は、合成器Eに入力前の信号が同位相になる到来角 $\Delta\theta$ に対してアレイアンテナ全体の指向性が最大になる。そして、その最大利得は個々のサブアレイの到来角 $\Delta\theta$ 方向の利得の2倍になる。すなわち、 $\Delta\phi$ と $\Delta\theta$ には、 $\Delta\phi = (L \sin \Delta\theta) / \lambda$ の関係がある(Lは2つのサブアレイ間の距離であり、 λ は電波の波長である)。

【0021】従って、位相差検出手段Bを用いて基準となる一方のサブアレイ出力ともう1つサブアレイ出力の位相差 $\Delta\phi$ を検出し、この位相差 $\Delta\phi$ を第1制御手段Dに入力する。そして、第1制御手段Dは移相器Cの移相量を $-\Delta\phi$ に設定する。このため、合成器Eに供給される2つの信号の位相を一致させることにより、 $\Delta\theta$ の方向、すなわち電波到来の方向に対し指向性が向けられる。このようにして、アレイアンテナ全体の指向性が常に電波到来方向、すなわち衛星方向に向き、自動的に衛星を電子追尾することができる。すなわち、この電子追尾方式は純電子的にビーム仰角を変化して衛星を追尾するため、高速な仰角変動に容易に対応できる。

【0022】ところで、この電子追尾においては、アレイアンテナ全体の最大利得は、個々のサブアレイの指向特性の2倍の線(図5において $G2 \times 2$)上を動くことになる。したがって、図5に示すように、到来角 $\Delta\theta$ が増大するにつれボアサイト方向の利得 $G0$ に対し徐々に利得が低下する。この利得低下は、アレイアンテナの分割数を大きくし、個々のサブアレイの指向性の幅を広げ

ることと軽減は可能であるが、到来角 $\Delta\theta$ が大きくなると衛星から見たアレイアンテナの投影面積が小さくなるため、利得の低下は避けられない。

【0023】そこで、本発明では、上述のような電子追尾を行うと同時に、第2制御手段Hにより前記位相差 $\Delta\phi$ が0になるように仰角方向駆動手段Fを制御し、アレイアンテナ全体の姿勢を機械的に制御してアンテナのボアサイトを衛星方向に保ち、電子追尾のみを行うことによる投影面積の減少によるアンテナの利得低下を最小限に抑えるようにする。

【0024】そして、第2制御手段Hによる仰角方向駆動手段Fの制御は、位相差 $\Delta\phi$ をそのまま用いず、これを平均化手段Gにおいて平均化処理したものを用いる。このように平均化処理すると、仰角変動のうち高速な成分、すなわち、悪路走行に伴う車両の振動等に起因する仰角変動は、除去される。そして、緯度変化・坂道走行時などの比較的変動範囲は大きい(20°)が変動速度は緩やかのものである。従って、仰角方向駆動手段Fはこのような比較的低速な変化に対応するもので良い。

【0025】このように、本発明では、高速な応答を要する仰角方向の変化は成分に対して電子的な追尾に受け持たせるため、機械的追尾の応答速度を遅くしてもよい。そこで、小型でトルクの少ないモーターを使用等、仰角方向駆動装置Fを簡単な構成とすることができる。また、これによって、アンテナ装置を低姿勢構造としやすくなる。

【0026】さらに、ボールねじ手段により仰角方向駆動装置Fにおけるモーターの回転力を一旦直線運動に変換した後、もう一度アンテナの仰角方向の回転運動に変換することによって、プーリ等が不要であり、アレイアンテナを回転させるための構成が低姿勢の構造にできる。

【0027】

【実施例】以下に、本発明の一実施例である車載用衛星放送受信アンテナ装置について、図面を用いて説明する。

【0028】このアンテナ装置は、1つの平面状のアレイアンテナを4つのサブアレイに分割し、個々のサブアレイ出力を分配・合成して作られる位相モノパルス信号に基づいて放送衛星を追尾し、車室内に設置したBSチューナーに受信信号を出力することにより、移動中の衛星放送受信を可能にするものである。

【0029】<機械系>本アンテナ装置の機械系は、支持機構、方位角駆動機構、仰角駆動機構の3つに大別される。これらの構成を図6～図8に示す。

【0030】支持機構

図6～図8に示すように、支持機構は、ターンテーブル10、基台12などで構成される。ターンテーブル10は、円板状のテーブルであり、ここに衛星放送受信用のアレイアンテナ100が搭載される。基台12は、アン

テナ装置全体を支持する円板状の台で、自動車など移動体の屋根に固定支持される。また、この基台12はその周囲に上方に突出する円筒状の基台枠12aを備えており、基台枠12aの上部には内側に向けて水平方向にリブ状のガイド部材16が設けてある。

【0031】ターンテーブル10は、方位角方向において全方向(360°)に回転可能なように軸支機構14によって基台12上に回転支持される。この軸支機構14は、中心のロータリジョイント14aと、基台12からロータリジョイント14aを取り囲むように伸びる支持部14cと、支持部14cの上面に形成されたスリップリング14bと、軸支機構14の上側を覆うと共に、ターンテーブル10に接続されたキャップ14dと、キャップ14dの側壁内側と支持部14cの外周の間に設けられたベアリング14eからなっている。このような軸支機構14によって、ターンテーブル10を基台12に対し、安定して軸支することができる。なお、ロータリジョイント14aは、アンテナにおいて受信したターンテーブル10上の信号を車室内のBSチューナーに供給する電氣的な接続を行う。また、スリップリング14bは、車室内からの電源をキャップ14dに設けられた摺動子(図示せず)を介しターンテーブル10上の回路に供給する役割を担っている。

【0032】さらに、図6(B)に示すように、回転が円滑になるようターンテーブル10の周辺部には、ターンテーブル10を基台12に対し支持する補助ローラ30が設けられている。すなわち、この補助ローラ30は、ターンテーブル上の支持部30aに回転自在に支持された従動ローラ30bからなっており、この従動ローラ30bが基台12上を走行する。なお、この補助ローラ30は60°おきに5つ設けられている。

【0033】レドーム32は、雨天時でも衛星放送が受信可能なように装置全体を覆うように基台枠12aに固定される。このレドーム32はFRP・アクリルなど非金属材料で形成される。

【0034】方位角駆動機構

方位角駆動機構は、方位角モーター18、駆動用ローラ20などから構成される。方位角モーター18はターンテーブル10上に回転軸が水平になるように設置されている。そして、方位角モーター18の出力軸は、ジョイント24および軸受け26aを介し、上側の駆動ローラ20に接続されている。一方軸受け26aの下側には軸受け26bがスプリング(図示せず)を介し取り付けられている。そして、軸受け26bから伸びる軸には従動ローラ22が取り付けられている。そして、駆動用ローラ20および従動ローラ22はターンテーブル10上周辺部に設置され、基台枠12aのガイド部材16を上下から挟み込んでいる。また、スプリングは、軸受け26a、26b間に両者が近付く方向に力をかけているため、このスプリングの力によって駆動ローラ20および

従動ローラ22は、ガイド部材16に押さえ付けられ、接地圧力がかけられている。この状態で方位角モーター18を回転することにより、駆動ローラ20が回転し、駆動ローラ20および従動ローラ22がガイド部材16上を走行しターンテーブル10全体を方位角方向に回転駆動する。

【0035】駆動ローラ20を直接駆動するため、方位角モーター18がCW回転（出力軸方向から見て時計回り）の場合、ターンテーブル10は上から見てCCW方向（反時計回り）に、方位角モーター18がCCW回転の場合ターンテーブル10はCW方向に回転する。

【0036】なお、駆動ローラ20および従動ローラ22の表面には、摩擦の大きな弾性材料であるゴム材などの層が形成されており、これによりスリップを防止している。

【0037】さらに、この構成では両ローラ20、22において、その内側と外側で回転半径の差が生じる。このため、そのまま駆動すると偏摩耗が発生する。そこで、本例では、ガイド部材16を外方に向けて厚みが薄くなるようテーパを設けると共に、両ローラ20、22の直径をこれに対応して外方に向けて大きくなるようにテーパを設けている。これにより、ターンテーブル10の回転角に対するローラテーパ部の外側（ターンテーブル外周側）および内側の回転角が一致することになり偏摩耗の発生を防止している。

【0038】このように、本実施例によれば、

(i) ギアを一切使用しないため、ガタがなくハンチングが発生しない。

【0039】(ii) 外周部において駆動するため、ローラにかかる負担（トルク）が小さい。従って、ローラで挟み込む力がそれほど小さくなくても十分な駆動力を発生させることができる。

【0040】(iii) 駆動機構に対する負担が少なく、かつ構成が単純であるため、動作の信頼性が高い。

【0041】(iv) モーターが水平配置であるため、車載に適した低姿勢を実現できる。

【0042】(v) ターンテーブルの外周部に方位角モーターを設置できるため、ターンテーブルの中央付近にアレイアンテナを配置できる。アレイアンテナは横長であるため、ターンテーブルの中央付近を通ることによって、効率的な配置が行え、装置の小型化が図れる。

【0043】(vi) ガイド部材の直径と駆動ローラ直径の比で減速比が決定されるため、減速比の設定の自由度が高く、装置の設計が容易である。

【0044】仰角駆動機構

仰角駆動機構は、図7に示すように、仰角モーター50、回転直線変換機構52、リンク機構54およびアンテナ支持部56から構成される。

【0045】横長矩形状で平面状のアレイアンテナ100の両端部は、図7(B)に示すアンテナ支持部56に

よりターンテーブル10上で仰角可変となるように支持されている。すなわち、アレイアンテナ100の端部には、裏面側に伸びる板材56aが固定されており、この板材56aの他端側には軸56bが固定されている。そして、この軸56bがターンテーブル10に固定された軸受け56cに回転自在に支持されているため、アレイアンテナ100は、軸56bを中心に回転可能になっている。また、軸56bは、アレイアンテナ100の長手方向およびターンテーブル10の表面に平行に伸びるため、アレイアンテナ100はターンテーブル10上で仰角方向に回転可能になっている。また、アンテナ支持機構56の軸56bには突起56dが設けられており、この突起56dには他端が軸受け56cに固定されている引っ張りばね56eが取り付けられている。そして、この突起56dは、ターンテーブル10側に伸びているため、引っ張りばね56eにより、アレイアンテナ100は、その表面が下方に向けて回転するように付勢されている。

【0046】一方、図7(A)に示すように、仰角モーター50の出力軸には、ボールねじで構成される回転直線変換機構52が接続されている。この回転直線変換機構52は、仰角モーターによって回転する雄ねじ部52aと、この雄ねじ部52aの回転によって直線運動する雌ねじ部52bからなっており、仰角モーター50の回転により雌ねじ部52bに接続された出力軸52cが直線運動する。

【0047】そして、回転直線変換機構52にはリンク機構54が接続されている。このリンク機構54の先端側には出力ロッド54aが回転自在に取り付けられており、この出力ロッド54aがアレイアンテナ100の裏面下側にアレイアンテナに対し垂直に固定されている。そして、上述のようにアレイアンテナ100は、支持機構56によって、軸56bを中心に回転する。従って、リンク機構54が図における右側に移動すると、出力ロッド54aによって、アレイアンテナ100の下側が押され、アレイアンテナ100は、引っ張りばね56eの付勢力に抗して上（図の紙面に対し反時計方向）に向けて回転する。一方、リンク機構54が図における左側に移動した場合には、アレイアンテナ100は下（図の紙面に対し時計方向）に向けて回転する。

【0048】このようにして、仰角モーター50が回転すると、その回転運動が回転直線変換機構52により直線運動に変換され、リンク機構54を介しアレイアンテナ100の背面を押し、アンテナを仰角方向に回転駆動する。

【0049】なお、引っ張りばね56eにより、アレイアンテナ100を常時アンテナの仰角が低くなる方向に付勢しているため、リンク機構54には常にアンテナを押す方向に力がかかることになる。従って、リンク機構54による仰角制御時（特に押す・引くの切替時）にお

けるガタの発生を防止することができる。

【0050】また、リンク機構54には、所定の大きさの遮光板58を取り付けている。従って、リンク機構54の直線移動に伴い、この遮光板58も移動する。そして、この遮光板58の移動の前後に所定位置にリミットスイッチとして機能する一対のフォトセンサ60を配設してある。このフォトセンサ60は、それぞれ発光素子と受光素子を対向配置させたものであり、この間に遮光板58が侵入した場合に、これを検出する。そこで、リンク機構54の移動範囲が所定以上となったことをフォトセンサ60により検出することができ、リンク機構54の移動量をフォトセンサ60の出力に基づいて制限することにより、アンテナの仰角をこの範囲に制限することができる。

【0051】日本全国をサービスエリアと考えた場合、衛星放送の受信において必要な指向性の仰角は概ね $40^{\circ} \pm 20^{\circ}$ の範囲と考えられる。本実施例では、後述する仰角電子追尾機能によってアンテナのポアサイトから $\pm 10^{\circ}$ の指向性制御が可能なため、アンテナ仰角の可変範囲は $40^{\circ} \pm 10^{\circ}$ としている。

【0052】なお、引っ張りばね56eに代えて圧縮ばねを採用する等して付勢方向を変更してもよい。さらに、上述のリンク機構54に代えて、図9に示すようなプッシュロッド62とローラ64を組み合わせた構成としても良い。この構成では、回転直線変換機構52により、プッシュロッド62が直線的に移動し、その先端に回転自在に取り付けられてローラ64がアレイアンテナ100の裏面にぶつかる。従って、このローラ64の移動によってアレイアンテナ100が仰角方向に回転する。なお、本例では、アレイアンテナ100の裏面に所定平面を有する突出部66を設け、ここにローラ64を押し付けると共に、この突出部をターンテーブル10に向けてばね68により引っ張っている。そこで、アレイアンテナ100とローラ64は単に押し付けられているだけであり、両者の間にボルト締め等の固定機構が不要になっている。

【0053】＜電気系＞アンテナ装置の電気系の構成を図10に示す。このように、本アンテナ装置の電気系は、アレイアンテナ部100、合成分配部200、位相比較部300、同相合成部400、制御部500および電源部600から構成される。このような電気回路は全てターンテーブル10上に配置される。そして、電源はスリッリング14bを介して自動車からターンテーブル10上の電源部600に供給される。また受信信号は、ロータリージョイント14aを介して車室内のBSチューナ700へ送られ、これに接続されているTVモニター702において衛星放送が再生される。

【0054】アレイアンテナ部

アレイアンテナ100は、図11に示すように、衛星からの約12GHzの電波を受信し、約1.3GHzの中

間周波数(BS-IF)に変換して合成分配部200へ供給する部分であり、4つのサブアレイ100A1、100A2、100A3、100A4と、個々のサブアレイ用のBSコンバータ102A1、102A2、102A3、102A4、および1次ローカル部104からなる。1次ローカル部104は、ローカル発振器104aとアンプ104bと、同相4分配器104cからなっている。そして、ローカル発振器104aの10.7GHzのローカル信号出力を各BSコンバータ102A1～102A4に供給する。各BSコンバータ102A1～102A4は受信信号と1次ローカル部104からのローカル信号を混合し、中間周波数の信号を得る。そして、各BSコンバータ102A1～102A4より各サブアレイ100A1～100A4の中間周波数信号(BS-IF信号)A1、A2、A3、A4が出力される。なお、仰角ドライバー106は、仰角モーター50の回転を制御するものであり、方位角ドライバー108は、方位角モーター18の回転を制御するものである。

【0055】アレイアンテナの構成

サブアレイ100A1、100A2、100A3、100A4は1つの横長の矩形形状のアレイアンテナ100を上下左右4つに分割した形となっている。ここでは説明のためアンテナ背面側からみて左下のサブアレイを100A1、右下を100A2、左上を100A3、右上を100A4とする。

【0056】本例においては、アレイアンテナ100は受信アンテナであるが、送信アンテナと受信アンテナは相反の関係であるため、以下では送信アンテナとして説明する。

【0057】1つのサブアレイ100Aの構造を図12に示す。サブアレイ100Aは給電用の導波管110と、導波管110上に設けられた複数のアンテナ素子124から構成される。

【0058】導波管110は、2列の方形導波管114、116の幅狭面(以下E面)どうしを接合し、その接合面112の中心付近を切除し窓112aを設けている。そして、その窓112aの中心付近に方形導波管110の幅広面(以下H面)の裏側からBSコンバータ102の給電プローブ120が挿入される。

【0059】各導波管114、116のそれぞれの表側のH面の中心線上には、導波管114、116とアンテナ素子124とを結合するための小孔が設けてある。

【0060】アンテナ素子124は、図13に示すように、グランド板として機能する導波管110の上部H面上に誘電体層126を介し設けられた金属板(パッチ)128と、このパッチ128から下方に向けて伸びる脚部(結合プローブ)130とからなっている。この結合プローブ130は、導波管110のH面に設けられた小孔132を貫通し導波管110内に突出しており、これによって導波管110と電磁結合される。パッチ128

はフォトリソグラフィや印刷等の手法で誘電体層126上に形成される。従って、複数のパッチ128を同時に形成することができる。

【0061】パッチ128は、全体として円形であり、対称な位置に一对の切り欠きを有している。そして、パッチ128の所定の位置（接合点）に、結合プローブ130が接合される。この接合点とパッチ中心を結ぶ線は、切り欠きを結ぶ線に対し45度に設定されている。そして、本実施例では、この接合点のパッチ中心からの距離をアンテナ素子124の設置位置に応じて設定している。

【0062】導波管110からパッチ128に伝送される所定周波数の電力の結合係数 α は、パッチ128より導波管110内に挿入されている結合プローブ130自体のインピーダンスとパッチ128のインピーダンスの比で決まる。ここで、結合プローブ130のインピーダンスは、例えば結合プローブ130の長さ、太さなどにより任意のインピーダンスに設定することができる。なお、アンテナ全体の形状から結合プローブ130の寸法には所定の制約があり、実際に変更可能な結合プローブ130のインピーダンスは数10 Ω ～数100 Ω 程度である。また、パッチ128の入力インピーダンスは、誘電体層126の比誘電率および厚さによって異なった値となる。従って、各アンテナ素子124を等振幅で励振するための結合係数 α の組み合わせは無数にある。

【0063】ここで、パッチ128に対する給電点の位置と結合係数 α の関係の例を、図14に示す。このように給電点の位置を変更することによって、結合係数 α を所望のものにできる。図14は結合プローブ130のインピーダンスをパッチ128の外周部（エッジ）での入力インピーダンスの1/3とした場合の結合係数 α を示している。

【0064】このように、結合プローブ130のインピーダンスとパッチ128のインピーダンスが等しい場合に両者の結合度が最も大きくなり、それ以外では結合度が小さくなる。そこで、本実施例では、接合点の位置を変更することで、アンテナ素子124における結合プローブ130の長さおよび太さを同一としたまま各アンテナ素子124における結合度を調整する。

【0065】そして、図15に示すように、各アンテナ素子124における結合度を給電プローブ120からの距離に応じて設定することで、給電プローブ120に対する設置位置の違いによって生じるアンテナ素子124に供給される電力の相違を補正し、すべてのアンテナ素子124を等振幅励振することができる。

【0066】さらに、給電プローブ120からの距離によって、各アンテナ素子における電流の位相が異なる。本例では、アンテナ素子124の向きを変更する（機械的に回転して配置する）ことで位相を調整し、各アンテナ素子124の電力合成の際の位相を合わせている。す

なわち、各アンテナ素子124のパッチ128における切り欠きを結ぶ線の方向を給電プローブ120からの距離によって変更し、位相を調整する。

【0067】BSコンバータ102A1～102a4は、4つのサブアレイ100A1～100A4に各1つずつ給電プローブ120を介して接続され、受信信号を約1.3GHzのBS-IF信号に変換する。また、本アンテナ装置では追尾を各サブアレイ出力間100A1～100A4の位相差に基づいて行うため、各コンバータ102A1～102a4の出力がサブアレイ100A1～100A4の出力の位相関係を保っている必要がある。そこで、前述のように各ローカル信号は一つのローカル発振器104aの出力を同相4分配器104cで4分配したものを用いている。

【0068】合成分配部の構成

合成分配部200では、図16に示すように、アレイアンテナ100の4つのサブアレイ100A1～100A4の出力信号A1～A4を分配および合成することにより、方位角モノパルス信号を得るための2つの合成信号（左側（A1+A3）、右側（A2+A4））と仰角モノパルス信号を得るための2つの合成信号（下側（A1+A2）、上側（A3+A4））とを発生し、位相比較部300へ供給する。

【0069】すなわち、信号A1～A4はそれぞれ2分配器202、204、206、208に入力され、それぞれ2つ出力される。そして、合成器212は2分配器202および206の出力を合成して、A1+A3を得、合成器214は2分配器202および204の出力を合成して、A1+A2を得、合成器216は2分配器204および208の出力を合成して、A2+A4を得、合成器218は2分配器206および208の出力を合成して、A3+A4を得る。従って、これら合成器212～218からの出力により、位相比較部300に供給する仰角および方位角モノパルス信号を得るための4つの信号を得ることができる。なお、合成器214、218の出力は、それぞれ2分配器220、222を介し出力されるため、A1+A2およびA3+A4の信号は、2つずつ得られ、一方は同相合成部400に供給される。

【0070】この構成により方位角・仰角の両モノパルス信号はともにアレイアンテナ全体の受信電力から発生することになるため、両モノパルス信号ともS/N比が高くなり、高精度な衛星追尾が可能となる。

【0071】さらに、合成器212、214、216、218を位相差合成器によって構成すると、さらに高精度のモノパルス信号および受信信号を生成することができる。ここで、位相差合成器は、図17に示すように、2つの入力の内1つの入力を移相器PSによって移相した後、合成器SSで合成するものである。

【0072】アレイアンテナ100の向きと電波の入射

方向とがずれている場合、サブアレイから出力される4つの信号A1、A2、A3、A4には、互いに位相差がある。そこで、位相差合成器では、これらの位相差に基づいて一方の信号を移相し、同相合成する。

【0073】合成器212は、上下のサブアレイ出力信号（以下上下信号という。他も同様）A1とA3を合成するものであり、後述するように、制御部500では、上下信号の位相差 θ を検出している。そこで、この上下サブアレイからの信号間の位相差 θ を内部の移相器PSによって解消することによって、最大効率の2信号の同相合成が行える。また、合成器214では信号A1とA2を合成するためそれらの信号の位相差である左右位相差 ϕ 、合成器216では信号A2とA4を合成するため上下位相差 θ 、合成器218では信号A3とA4を合成するため左右位相差 ϕ に基づいて、それぞれの内部の移相器PSの移相量を設定することで、それぞれ同相合成を達成できる。

【0074】なお、制御部500において得られる上下位相差 θ は一方の信号を左右位相差 ϕ だけ移相した後合成した信号（A1+A2）および（A3+A4）、左右位相差 ϕ は同様に一方の信号を上下位相差 θ だけ移相したのち合成した信号（A1+A3）および（A2+A4）から、それぞれ求めた位相差であるが、移相の影響により個々の信号の位相は同じ値だけ変化するが位相差は変化しないため、位相差の値がより正確なだけであり、問題はない。

【0075】このような構成によれば、アンテナのボアサイト方向が仰角方向にずれている場合でも、S/N比の良い方位角モノパルス信号を得ることができ、また同様にボアサイト方向が方位角方向にずれている場合でも、S/N比の良い仰角モノパルス信号を得ることができる。したがって、仰角および方位角の双方について高精度な追尾を達成することができる。

【0076】また、すべての合成器212、214、216、218を位相差合成器とするのではなく、一部の合成器のみを位相差合成器としてもよい、例えば合成器214、218のみを位相差合成器とすれば、前述のように、方位角方向がずれている場合の仰角モノパルス信号のS/N比が改善されるとともに、同相合成部400に供給される信号は、方位角方向についての位相差も補償されたものになる。したがって、同相合成部400において（A1+A2）と（A3+A4）とを同相合成することにより、仰角方向だけでなく方位角方向についても電子的追尾が達成される。

【0077】なお、位相差合成器を、図18に示すように、ローカル発振器LO、移相器PS、2つの混合器MIX1、MIX2および合成器SSから構成し、周波数変換と同相合成を同時に行うことも可能である。この構成では、移相器PSはローカル発振器LOからのローカル信号の一方の位相を移相器制御信号に基づいて移相

し、出力する。そして、混合器MIX1は移相後のローカル信号を入力1に混合し、混合器MIX2はローカル発振器LOからの移相前のローカル信号を直接入力2に混合する。従って、混合器MIX1の出力信号は、移相器PSの移相量だけ、入力1を移相したものになっている。このため、各合成器212、214、216、218の移相器PSの移相量を上述の場合と同様にそれぞれ設定することで、各合成器において同相合成が行える。この構成では、受信信号ではなくローカル信号を移相器PSで移相するため、移相器PSに狭帯域の移相器を使用できる。

【0078】位相比較部の構成

位相比較部300は、図19に示すように、合成分配部200からの4つの合成信号A1+A3、A2+A4、A1+A2、A3+A4から、衛星追尾に必要な方位角モノパルス信号および仰角モノパルス信号を発生する。

【0079】まず、合成分配部200から入力された約1.3GHzの4つの合成信号は混合器302、304、306、308に入力される。この混合器302～308には、2次ローカル発振器310からの2次ローカル信号が同相4分配器312を介しそれぞれ供給されている。このように、2次ローカルにおいても1つの発振器の出力を同相4分配したものを用いるのは、1次ローカルと同様、各信号の位相関係を保つためである。そして、この混合器302～308において、2次ローカル信号を用いて約100MHz（第2IF信号）にそれぞれ変換される。この第2IF信号は、ローパスフィルタ322～328およびバンドパスフィルタ332～338により、約100MHzの信号を抽出することで、衛星放送の複数のチャンネルのうち特定の1チャンネル（追尾チャンネル）の信号成分を抽出する。また、追尾チャンネルの切り換えは2次ローカル信号の周波数を可変することにより行い、バンドパスフィルタ332～338において抽出される第2IF信号は常に同一周波数の信号である。

【0080】第2IF信号に変換された左側信号A1+A3は90度ハイブリッド342に入力され、同相（0°）成分と直交（90°）成分に分けられる。また、右側信号A2+A4は同相2分配器344により2つの同相（0°）成分に分けられる。そして、この90度ハイブリッド342からの左側信号の直交成分と同相2分配器344からの右側信号の同相成分は位相比較器346に入力され、90度ハイブリッド342からの左側同相成分と同相2分配器344からの右側同相成分は位相比較器348に入力され、それぞれ位相比較される。これによって、位相比較器346、348において、左右信号A1+A3およびA2+A4の位相差の直流成分である方位角モノパルス信号（ $A \sin \phi$ 、 $A \cos \phi$ ）を得る。ここで、Aは受信信号の振幅に比例し、 ϕ は方位角面における衛星方向とアレイアンテナのボアサイト方向

とのずれ角に比例する。

【0081】また、第2IF信号に変換された下側信号 $A1 + A2$ は90度ハイブリッド352に入力され、同相(0°)成分と直交(90°)成分に分けられる。また、上側信号は同相2分配器354により2つの同相(0°)成分に分けられる。そして、この90度ハイブリッド352からの下側信号($A1 + A2$)の直交成分と同相2分配器354からの上側信号 $A3 + A4$ の同相成分は位相比較器356に入力され、90度ハイブリッド352からの下側同相成分と同相2分配器354からの上側同相成分は位相比較器358に入力され、それぞれ位相比較される。これによって、位相比較器356、358において、上下信号 $A1 + A2$ および $A3 + A4$ の位相差の直流成分である仰角モノパルス信号($E \sin \theta$ 、 $E \cos \theta$)を得る。ここで、 E は受信信号の振幅、 θ は仰角面における衛星方向とボアサイト方向とのずれ角に比例する。

【0082】同相合成部の構成

同相合成部400は、図20に示すように、移相器402、合成器404、移相器ドライバー406およびバンドパスフィルタ408およびから構成される。そして、合成分配部200からの下側信号($A1 + A2$)出力を合成器404に直接入力し、上側信号($A3 + A4$)出力を移相器402を介し合成器404に入力する。そして、移相器402における移相量は、移相器ドライバー406からの信号によって制御される。この移相器ドライバー406による移相器402の移相量の制御は、制御部500で仰角モノパルス信号($E \sin \theta$ 、 $E \cos \theta$)からアークタンジェント(\tan^{-1})演算により下側信号に対する上側信号の位相差 θ を求めたのち、移相器の位相量が $-\theta$ となるように4ビットの移相器制御信号を操作して実行する。このため、移相器402から出力される上側の信号の位相は、合成器404に直接入力される下側の信号の位相と同じになる。そこで、合成器404において、同相合成が行われる。なお、バンドパスフィルタ408は、雑音を除去するためのものである。

【0083】このようにして、上側と下側の2つのサブアレイ出力を同位相となるように合成することにより、合成後のアレイアンテナ100の仰角面における指向性は常に衛星方向に向くことになり、仰角電子追尾が実現される。本装置における電子追尾可能範囲はボアサイト方向 $\pm 10^\circ$ 程度である。

【0084】なお、上記例においては、同相合成部400への入力を上下サブアレイからの信号 $A1 + A2$ および $A3 + A4$ とし、移相器402において仰角位相差 θ に基づいて移相量を設定したが、左右サブアレイからの信号 $A1 + A3$ および $A2 + A4$ とし、移相器402において方位角位相差 ϕ に基づいて移相量を設定してもよい。この場合、電子追尾は仰角でなく方位角について行

われたことになる。

【0085】本装置では移相器402としてステップ可変型移相器を用いている。この構成例を図21に示す。信号を伝達するマイクロストリップ線路には、長さの異なる4組のマイクロストリップ線路ペア $T1L/T1S$ 、 $T2L/T2S$ 、 $T3L/T3S$ 、 $T4L/T4S$ がPINダイオードスイッチ $SW1 \sim SW8$ を介し接続されている。ここで、添字のLはロング、Sはショートを意味しており、スイッチ $SW1 \sim 8$ の切り換えにより信号は4組の各ペアのどちらか一方を経由して伝達される。そして、各ペア $T1L/T1S$ 、 $T2L/T2S$ 、 $T3L/T3S$ 、 $T4L/T4S$ は約1.3GHzのBS-IF信号に対しそれぞれ 180° 、 90° 、 45° 、 22.5° の位相差を持つため、4ビットの信号で各($SW1$, $SW2$)、($SW3$, $SW4$)、($SW5$, $SW6$)、($SW7$, $SW8$)の切り換えを制御することにより、これらを組み合わせて $0^\circ \sim 360^\circ$ の範囲で 22.5° ステップで移相量を制御することができる。

【0086】このように、移相器402の移相量が 22.5° ステップであるため、合成時2つの信号は正確に同相とはならず最大 11.25° の位相誤差を持つ可能性がある。しかし、この誤差による合成時のロス是非常に小さいため実用上さしつかえない。

【0087】同相合成部400によって合成され作られた受信信号は、ロータリージョイント14aを経由し、車室内に設置されたBSチューナー700に送られる。

【0088】制御部の構成

制御部500は、位相比較器300からの方位角/仰角の両モノパルス信号を入力し、前述した仰角電子追尾のための移相器および機械追尾のための方位角駆動機構、仰角駆動機構を制御して衛星追尾を実行する。

【0089】制御部500は、図22に示すように、アナログ信号である方位角/仰角モノパルス信号をデジタル信号に変換する4つのA/Dコンバータ502、504、506、508と、衛星追尾のための信号処理および本アンテナ装置の状態制御を行うCPU512と、移相器ドライバー406へ供給する移相器制御信号を発生する移相器制御信号発生器514と、方位角モータードライバー108へ供給する方位角制御信号を発生する方位角制御信号発生器518と、仰角モータードライバー106に仰角制御信号を供給する仰角制御信号発生器516とから構成される。

【0090】CPU512による本アンテナ装置全体の制御フローを図23に示す。本アンテナ装置には大別して搜索モードと追尾モードの2つの動作モードがある。

【0091】CPU512は、装置初期化(S0)後、まず搜索モードとなる。搜索モードでは最初に方位角モノパルス信号から受信レベル $A (= \sqrt{[(A \cos \theta)^2 + (A \sin \theta)^2]})$ を調べ、受信レベル A が一定のスレッシュホールドレベル以上であるかにより、受信状態である

かを判定する(S11)、受信レベルがスレッシュホールド以上であれば受信状態と判断し追尾モードへ移行する。一方、S11において、受信レベルAがスレッシュホールドレベル以下の場合、方位角モータードライバ108を介し、方位角モータ18を制御してターンテーブル10の回転速度を[高速]に設定する。そして、この状態で、搜索旋回(高速サーチ)を開始する(S12)。このときの回転速度は約 180° /秒であり、約2秒で1回転する。搜索中は常に受信レベルAを監視し、受信状態になったかどうかをチェックする(S13)。搜索中に受信状態になった時点で搜索旋回を中止するが、方位角モータ18の速度変化には限界があり急停止ができないため、徐々に減速し停止する。従って、通常この時点では受信可能位置を通過してしまっているため、回転方向を反転した(S14)後、回転速度を[低速](急停止できる限界の速度)として再び搜索旋回(低速サーチ)を行う(S15)。そして、受信レベルAを監視し、受信状態になったかを判定する(S16)。通常は低速サーチ開始後すぐ受信状態となるが、自動車の旋回中や建物などの遮蔽があると再捕捉が困難となる。そこで、受信状態にならない場合には、一定時間経過したか(タイムアウトしたか)を判定する(S17)。そして、一定時間内に再捕捉できない場合は再びS11に戻り搜索を再開する。一方、一定時間内に受信状態になった場合は追尾モードへ移行する。

【0092】追尾モードでは、CPU512は、搜索モード時と同様にまず方位角モノパルス信号から受信レベルAを求め、受信状態であるかを判定する(S21)。そして、受信状態であることを確認した場合には、方位角/仰角の追尾制御を行う(S22)。

【0093】追尾中に建物・樹木などにより遮蔽が発生し受信レベルAが低下して受信不可能になった場合は、S21において、受信状態でないと判定される。この場合は、一旦追尾動作を中止しそのまま数秒間待機する。すなわち、受信状態が否かを判定し(S23)、受信状態でなかった場合には、一定時間経過したか(タイムアウトか否か)を判定し(S24)、タイムアウトするまでこれを繰り返す。そして、この待機処理中にS23において、再度受信状態になった場合はS22に戻り追尾制御を再開する。S24においてタイムアウトした場合(数秒間待機しても受信状態にならない場合)は衛星を見失ったものと判断し、再び搜索モード(S11)へ移行する。

【0094】次に、追尾制御動作(S22)について、方位角制御と仰角制御に分けて詳細に説明する。

【0095】方位角制御の構成

方位角追尾制御はデジタル信号処理による閉ループ動作で行う。方位角追尾制御系の機能ブロック図を図24に示す。まず、位相比較部300からの方位角モノパルス信号 $A \cos \phi$ 、 $A \sin \phi$ は、 \tan^{-1} 演算器52

2に入力され、 \tan^{-1} 演算によって位相差 ϕ が求められる。この ϕ に対しループフィルタ処理部530においても完全積分型ループフィルタを用いてフィルタ出力 ϕ' を求める。すなわち、位相差 ϕ は、ゲインAG1のアンプ532とゲインAG2のアンプ534に入力され、アンプ532の出力はそのまま加算器536に入力されるが、アンプ534の出力は、加算器538とこの加算器538の出力を1単位時間遅延する遅延器540とにより積分した後加算器536に入力される。そこで、位相差 ϕ に対するループフィルタ出力 ϕ' が得られる。

【0096】そして、このフィルタ出力 ϕ' を回転方向・速度制御部550を介し、方位角制御信号として方位角モータードライバ108に供給する。そこで、方位角モータードライバ108が、方位角モータ18によりターンテーブル10の回転を制御する。これによって、 ϕ' が0となる方向に、 $|\phi'|$ に比例した速度で方位角モータ18が回転され、方位角追尾が実行される。

【0097】系の応答特性はループフィルタの比例ゲインAG1および積分ゲインAG2で決定される。実際には自動車の旋回運動に十分追尾可能な範囲で、かつノイズ等の影響による振動が少なくなるように比例ゲインおよび積分ゲインを決定する。ここで、上述の図21に示す位相差合成器を図20の合成器214、218に利用した場合には、方位角方向に対する電子的な追尾動作がそこで行われる。そこで、ループフィルタ530の積分ゲインを大きくし、機械的追尾の応答を比較的遅くすることが好適である。

【0098】なお、この例では、ループフィルタ530および回転方向・速度制御部550はCPU512のソフトウェアで実現している。

【0099】ここで、衛星に対するアレイアンテナのボアサイトの方位角に対する方位角モノパルス信号、および方位角モノパルス信号から得られる振幅および位相の関係を図25に示す。図からわかるように位相 ϕ が0になる点は、方位角0の点以外にも複数存在するため、単に位相 ϕ が0となるように閉ループ動作させただけではアレイアンテナのボアサイトが正しく衛星方向に向かなくなる場合が存在する。本アンテナ装置では、受信スレッシュホールドレベルを適当に選ぶことにより、閉ループ動作を行う範囲を位相 $|\phi| < 180^\circ$ となる範囲に制限し、常にアンテナを衛星方向に正しく指向するよう制御する。

【0100】仰角制御の構成

仰角追尾制御は、機械追尾による閉ループ動作と電子追尾による開ループ動作を組み合わせたハイブリッド追尾方式を用いている。仰角追尾制御系のブロック図を図26に示す。まず、位相比較部300からの仰角モノパルス信号 $E \cos \theta$ 、 $E \sin \theta$ は \tan^{-1} 演算部562

に入力され、ここで \tan^{-1} 演算が行われ、位相差 θ が求められる。この位相差 θ は、上側サブアレイからの信号 $A3 + A4$ と、下側サブアレイからの信号 $A1 + A2$ の位相比較によって得られたものである。そして、上側信号 $A3 + A4$ の移相器 402 の移相量を $-\theta$ として同相合成を行い仰角電子追尾を行う。

【0101】ここで、上下のサブアレイの間隔を L とし、衛星の方向（電波到来方向）がボアサイト方向（最大利得が得られる方向＝アンテナに垂直な方向）に対し α だけずれていた場合には、上下サブアレイで受信する電波の位相ずれ θ は、

$$\theta = (L \sin \alpha) / \lambda$$

である。従って、下側サブアレイで受信される電波に対し、上側サブアレイにおいて受信する電波はそれぞれ θ だけ位相がずれている。

【0102】そこで、移相器 402 における移相量を $-\theta$ に設定することによって、合成器 404 に入力されてくる信号の位相は同位相になっている。従って、合成器 404 の出力は、アンテナの指向性が、衛星方向に向けられたものになる。そして、位相比較部 300 により常に位相差を検出して、移相器 402 の移相量を制御することによって、アンテナの指向性を常に衛星方向（電波到来方向）に向けることができる。

【0103】そして、この指向性の制御はすべて、電気的に行われる。そこで、自動車走行時の振動等非常に高速な仰角の変動にも容易に追従し衛星を追尾することが可能となる。

【0104】さらに、 \tan^{-1} 演算部 562 の出力である位相差 θ はアベレーシング処理部 570 に入力される。このアベレーシング処理部 570 は、 $N-1$ 個の遅延回路 572 (1) ～ 572 ($N-1$) と、これら遅延回路 572 (1) ～ 572 ($N-1$) の各出力と入力位相差 θ とが入力され、これらの和をとる加算器 574 と、この加算器の出力を $1/N$ する $1/N$ 乗算器 576 からなっている。そこで、所定時間（1つの遅延回路の遅延時間の N 倍）の位相差 θ の平均値が演算され、その結果平均位相差 θ' が得られる。この平均位相差 θ' は振動などによる瞬時的な θ の変動を除去されたものになっている。

【0105】そして、符号・絶対値判定部 580 は、アベレーシング結果である平均位相差 θ' の符号および絶対値を判定し、 $|\theta'|$ がある程度大きくなったら θ' が 0 となる方向に仰角モーター 50 を回転制御して仰角機械追尾を行う。この制御は仰角モータードライバ 106 を介して行う。なお、この例では \tan^{-1} 演算部 562、アベレーシング処理部 570 および符号・絶対値判定部 580 は CPU 512 のソフトウェアで実現している。

【0106】このように、仰角モーター 50 による機械的追尾は、振動等による高速の変動成分を除去したものになっている。そこで、緯度変化、坂道による姿勢変化

等に追従して、アンテナのボアサイトを衛星方向に追尾させる制御を行うことができる。そして、これによって、振動等による仰角方向の高速な変動成分に対しては電子追尾で対応するため、機械追尾の応答速度が遅くても良好な追尾特性が得られる。また、このように、仰角方向の機械追尾の応答速度は遅くても良いため、仰角モーター 50 は、比較的トルクの小さい小型のものを使用しても問題がなく、装置の小形化に寄与できる。

【0107】方位角および仰角追尾制御フロー

以上説明した方位角および仰角追尾制御を実行するためのフローチャートを図 27 に示す。なお、追尾動作中は図 27 の処理を約 5ms 毎に繰り返し実行している。

【0108】まず、方位角制御のため、 \tan^{-1} 演算部 522 において、

$$\phi = \tan^{-1} (A \sin \phi / A \cos \phi)$$

の演算を行い左右の位相差 ϕ を算出する (S31)。この位相差 ϕ をループフィルタ処理部 530 に入力し、フィルタ出力 ϕ' を算出し (S32)、 $\phi' > 0$ であるかを判定する (S33)。そして、回転方向・速度制御部 550 は、 $\phi' > 0$ であった場合には、方位角モータ 18 を正転 (S34)、 $\phi' \leq 0$ であった場合には、方位角モータ 18 を逆転 (S35) にすると共に、方位角モータ 18 の速度を $|\phi'|$ に比例した値に設定して (S36)、方位角モータ 18 を駆動する。

【0109】次に、仰角制御のため、 \tan^{-1} 演算部 562 において、

$$\theta = \tan^{-1} (E \sin \theta / E \cos \theta)$$

の演算を行い上下の位相差 θ を算出する (S37)。そして、この位相差 θ に基づいて移相器 402 における移相量を $-\theta$ にセットする (S38)。また、アベレーシング処理部 570 において、平均位相差 θ' を算出し (S39)、 θ' の絶対値 $|\theta'|$ が所定値（仰角モーター 50 による仰角制御を開始すべき位相差）以上か否かを判定する (S40)。そして、 θ' が所定値に以下であった場合には、仰角モーター 50 の駆動を停止する (S41)。一方、 $|\theta'|$ が所定値以上であった場合には、 $\theta' > 0$ かを判定する (S42)。そして、 $\theta' > 0$ であれば、仰角モーター 50 を正転し、アンテナの指向方向をアップし (S43)、 $\theta' < 0$ であれば、仰角モーター 50 を逆転し、アンテナの指向方向をダウンする (S44)。

【0110】このように、方位角方向は、左右サブアレイにおいて受信した電波の位相差に基づく方位角モータ 18 の駆動による制御を行うことができ、また仰角方向は、振動等による高速の変化に対しては、移相器 402 における移相量制御による電子的制御で高速に応答し、緯度変化など低速の変化に対しては平均位相差に基づく仰角モーター 50 の制御によって応答する。これによって、自動車等の移動体に搭載して良好な衛星の追尾を達成することができる。

【0111】

【発明の効果】以上説明したように、本発明に係る追尾アンテナ装置によれば、高速な仰角変動成分には電子追尾で対応し、比較的低速は変動成分について機械追尾で対応するため、駆動系は高速で動作する必要はなく、仰角駆動装置を簡易なものにでき、追尾の信頼性が向上すると共に、コストを安くできる。また、機械追尾により、アレイアンテナのボアサイト方向（最大利得方向）を衛星方向に向けることができるため、電子追尾だけの場合と比較して衛星の方向によらず高利得を維持することができる。このため、小さなアンテナ面積で広い地域や坂道での受信が可能となり、車載に適した小形化が実現できる。

【0112】さらに、ボールねじ手段によって、モーターの回転運動を一旦直線運動に変換しているため、装置全体を低姿勢としたまま減速比を大きくでき、モーターの駆動トルクも小さくできる。また、ボールねじ自体に位置保持機能があるため、モーターの保持トルクを大きくする必要がなく、モーターのエネルギー効率を高くすることができる。さらに、ボールねじ手段の形状が細長く、かつアンテナ素子の背面から角度調節する構成であり、配置およびアンテナ素子の形状の自由度を高くすることができる。また、駆動機構が簡単なため、アレイアンテナの着脱も容易になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る追尾アンテナの構成を示すブロック図である。

【図2】アレイアンテナの外観を示す説明図である。

【図3】アレイアンテナの指向性を示す説明図である。

【図4】2サブアレイのアレイアンテナの指向性を示す説明図である。

【図5】電子追尾のための構成を示す説明図である。

【図6】アンテナ装置の機械系の要部構成を示す正面断面図である。

【図7】仰角移動機構の構成を示す正面図である。

【図8】アンテナ装置の機械系の要部構成を示す平面図である。

【図9】仰角移動機構の他の構成例を示す正面図である。

【図10】アンテナ装置の電気系の全体構成を示すブロック図である。

【図11】アレイアンテナ部の構成を示すブロック図である。

【図12】アレイアンテナの要部構成を示す概略斜視図である。

【図13】アンテナ素子の構成を示す説明図である。

【図14】給電点位置と結合係数の関係を示す特性図である。

【図15】アンテナ素子に対する給電状態を示す説明図である。

【図16】合成分配部の構成を示すブロック図である。

【図17】位相差合成器の構成を示すブロック図である。

【図18】位相差合成器の他の構成例を示すブロック図である。

【図19】位相比較部の構成を示すブロック図である。

【図20】同相合成部の構成を示すブロック図である。

【図21】移相器の構成を示す図である。

【図22】制御部の構成を示すブロック図である。

【図23】追尾動作を説明するフローチャートである。

【図24】指向性の方位角制御のための構成を示すブロック図である。

【図25】方位角制御のための信号の波形を示す図である。

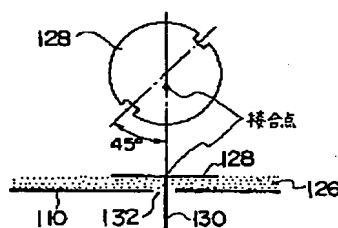
【図26】指向性の仰角制御のための構成を示すブロック図である。

【図27】方位角、仰角制御の動作を示すフローチャートである。

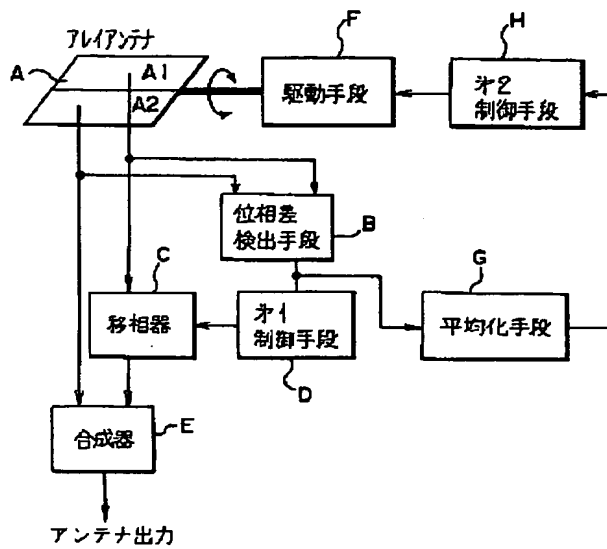
【符号の説明】

- A アレイアンテナ
- B 位相差検出手段
- C 移相器
- D 第1制御手段
- E 合成器
- F 駆動手段
- G 平均化手段
- H 第2制御手段

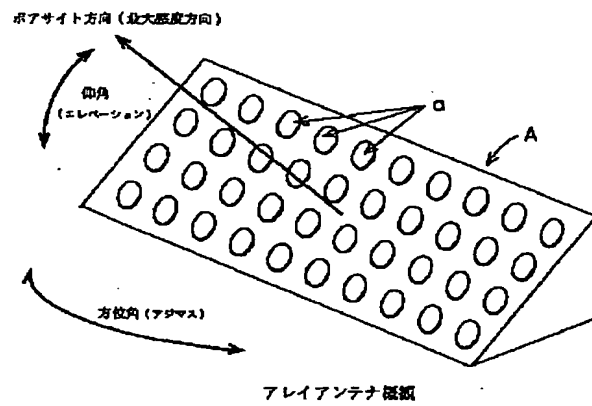
【図13】



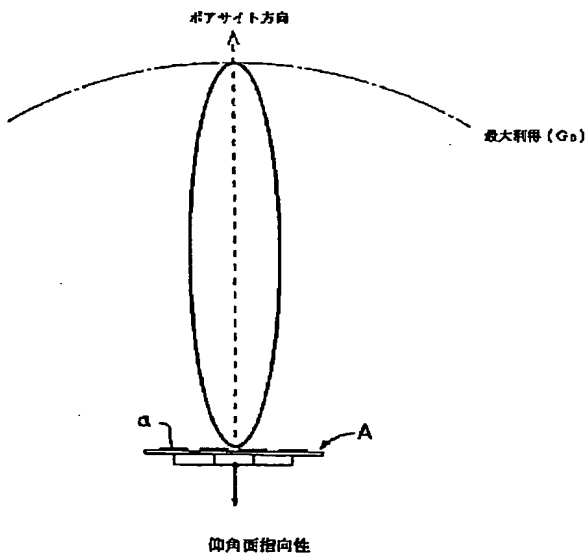
【図1】



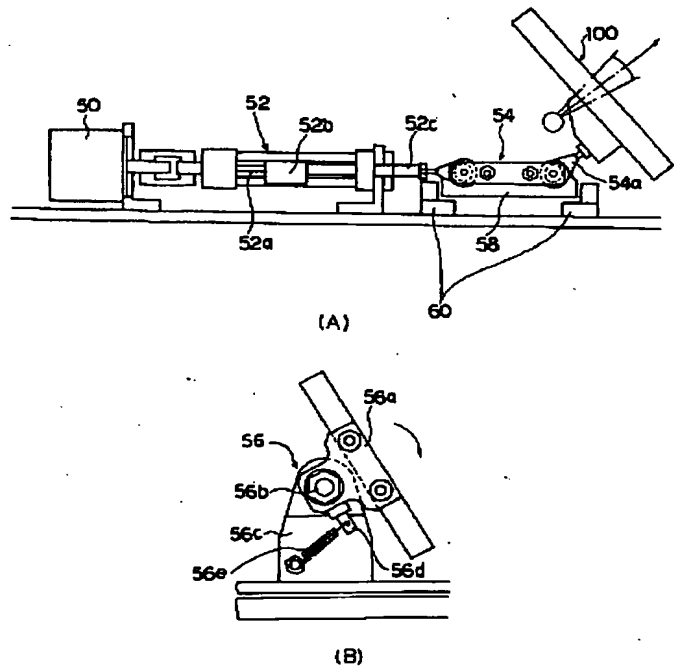
【図2】



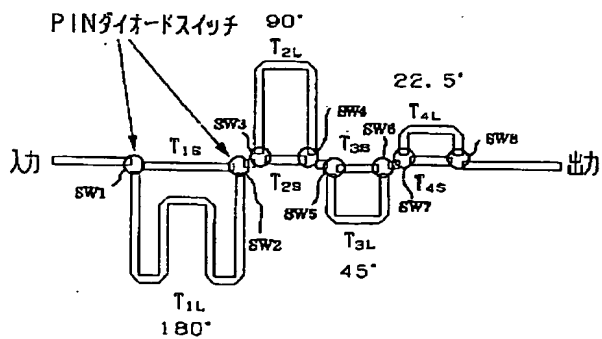
【図3】



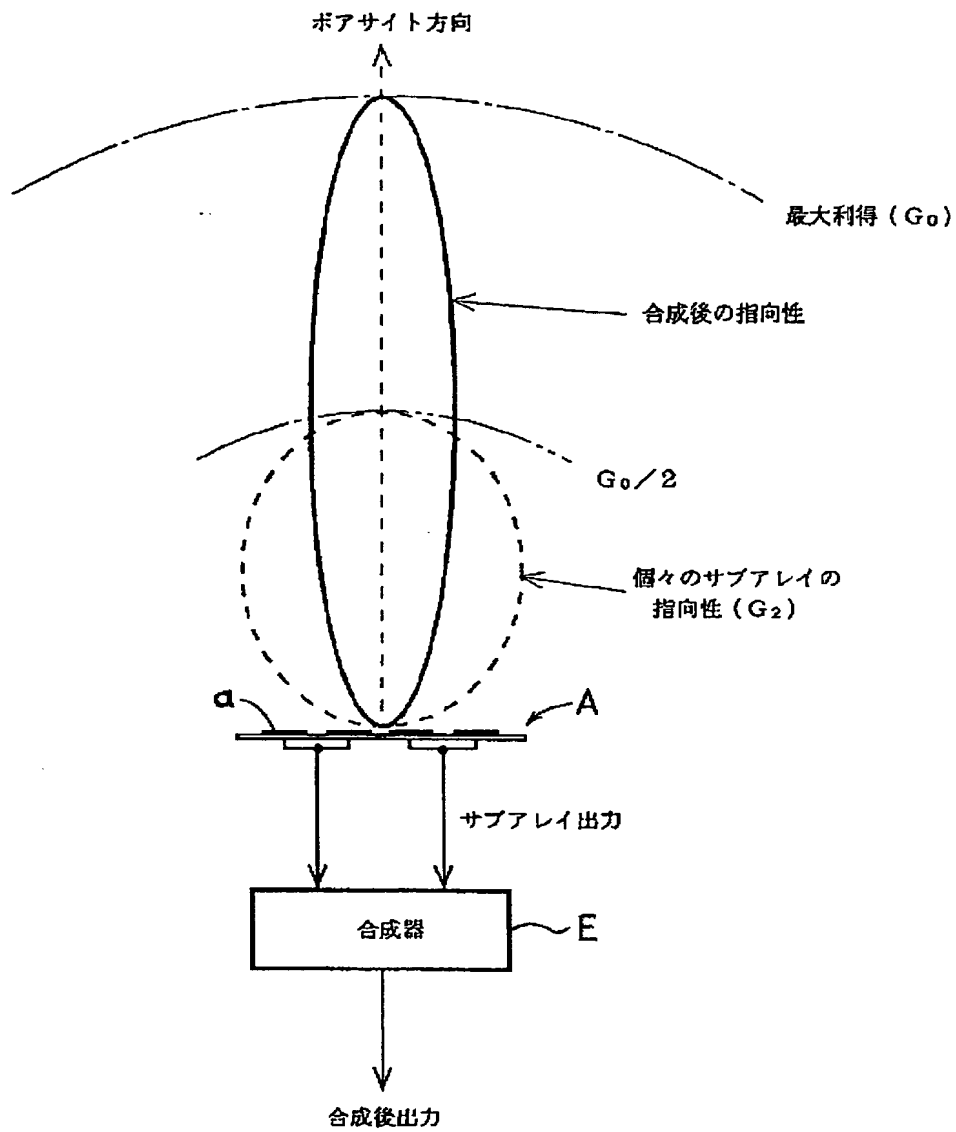
【図7】



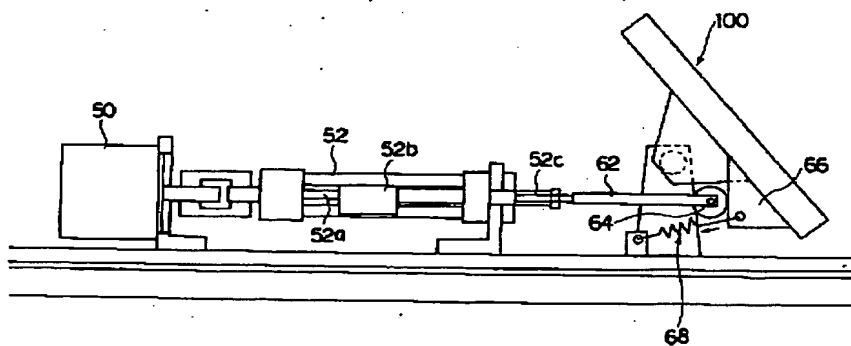
【図21】



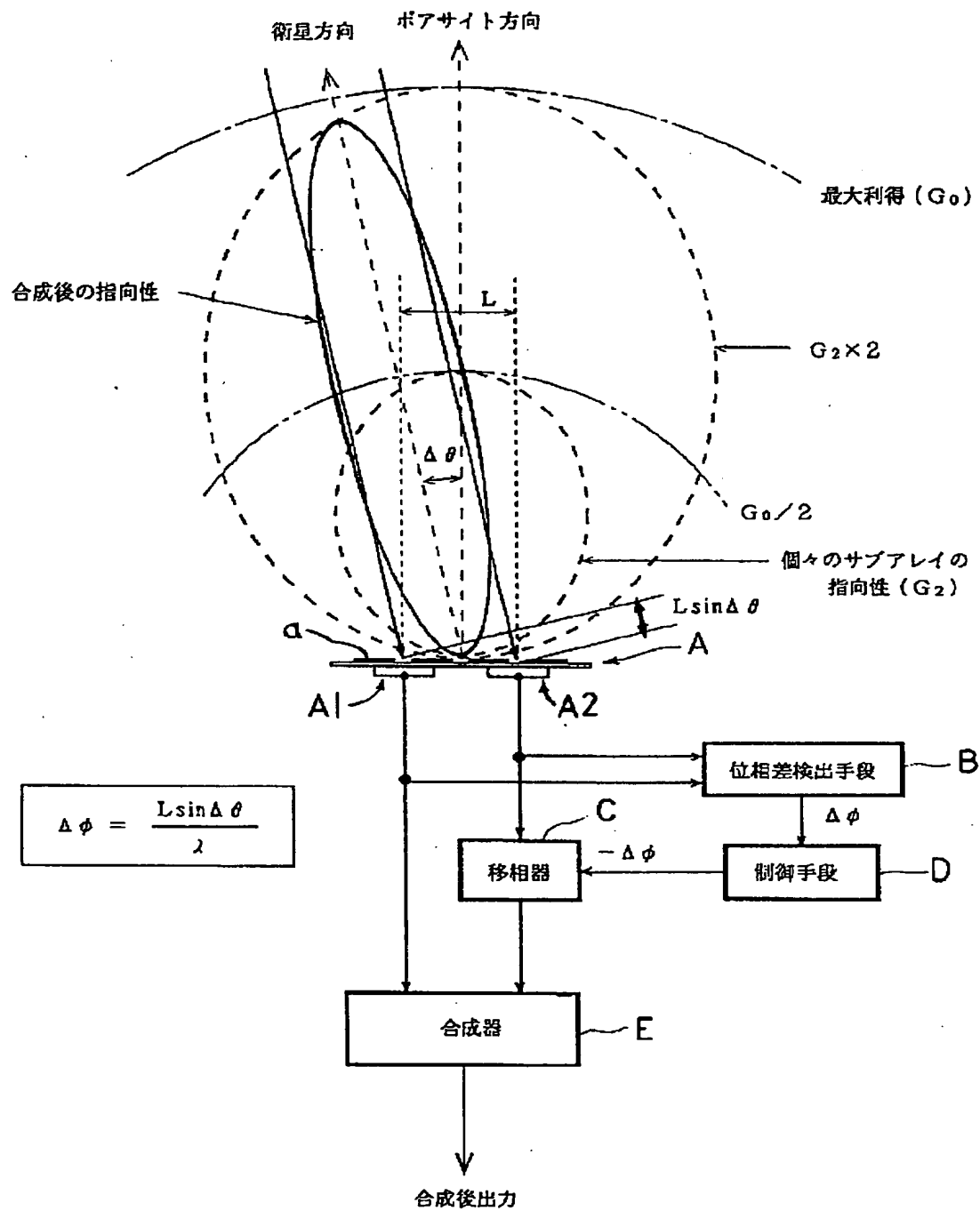
【図 4】



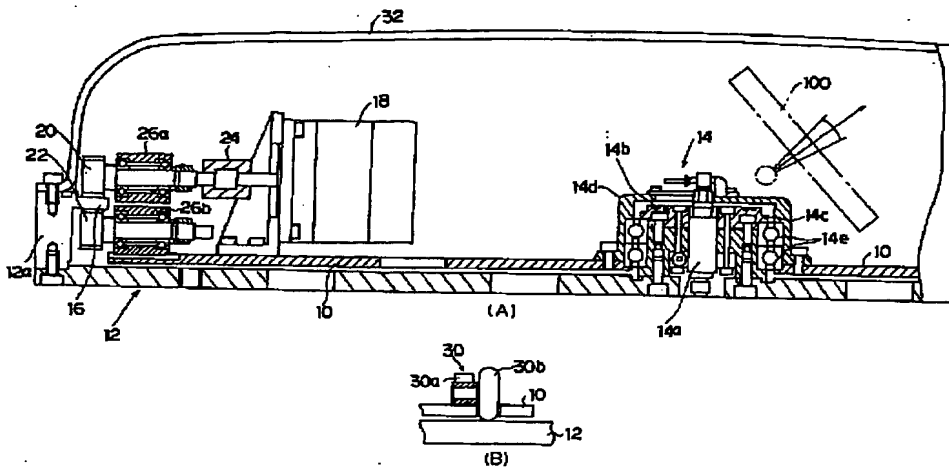
【図 9】



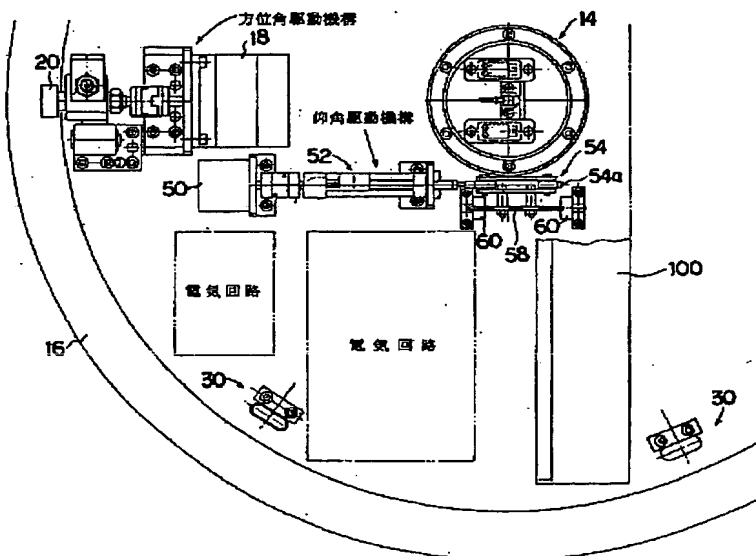
【図5】



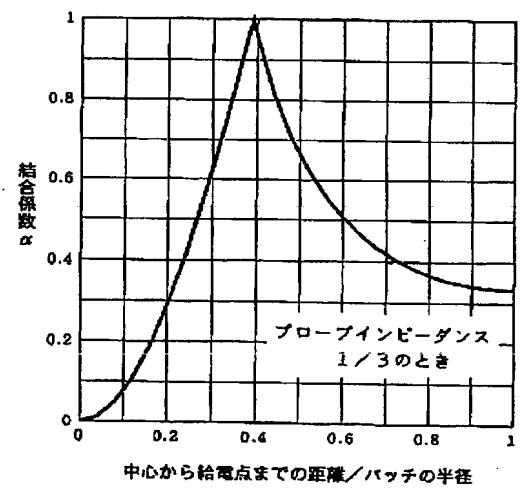
【図6】



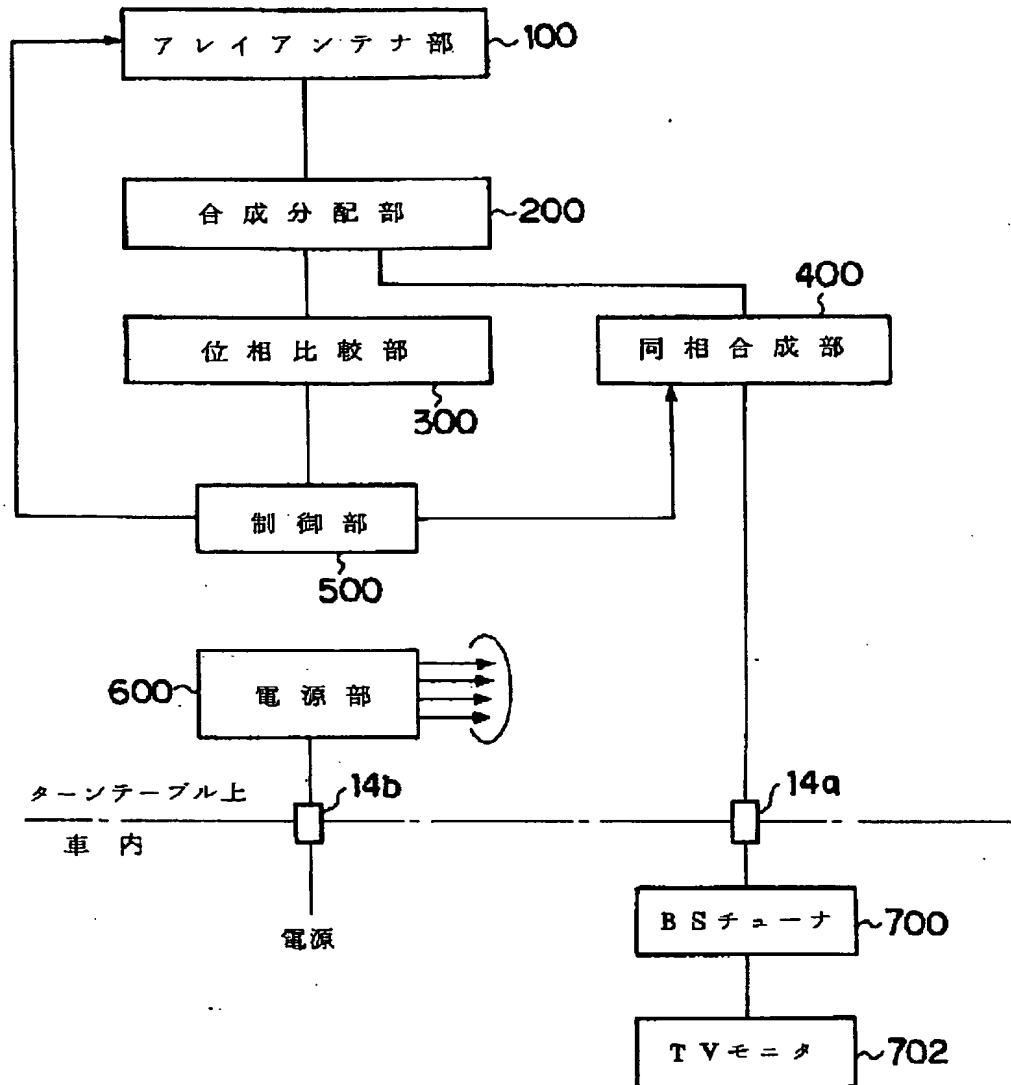
【図8】



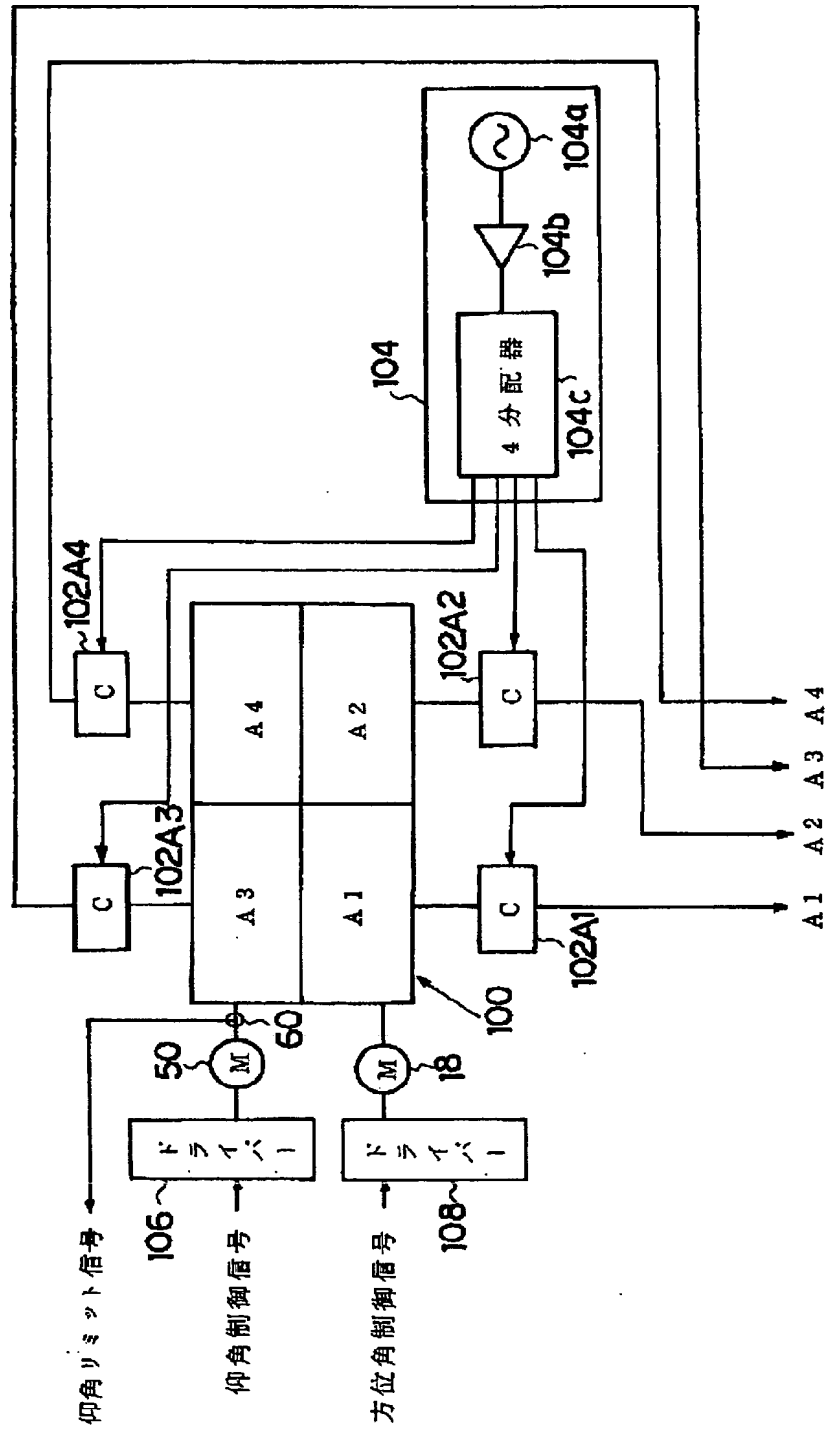
【図14】



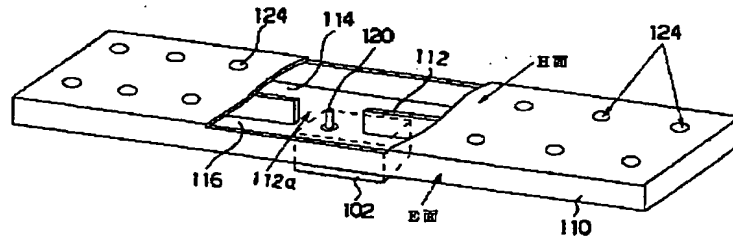
【図10】



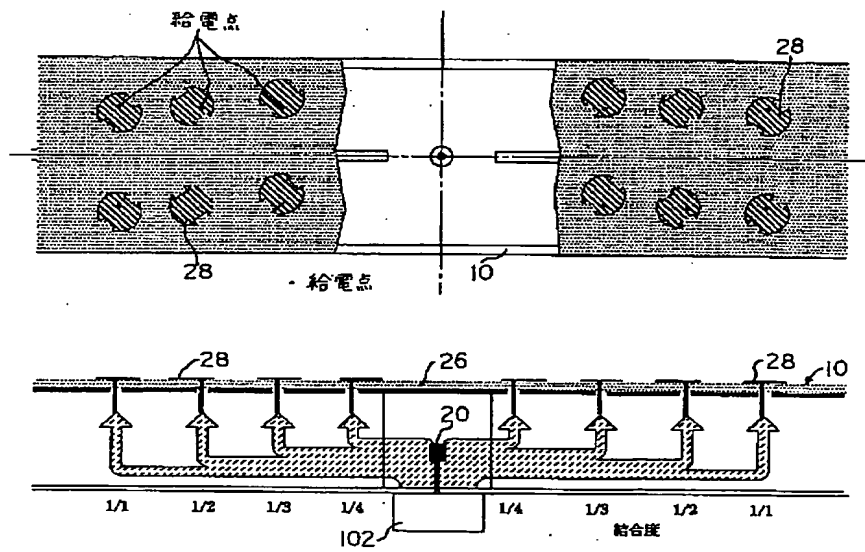
【図11】



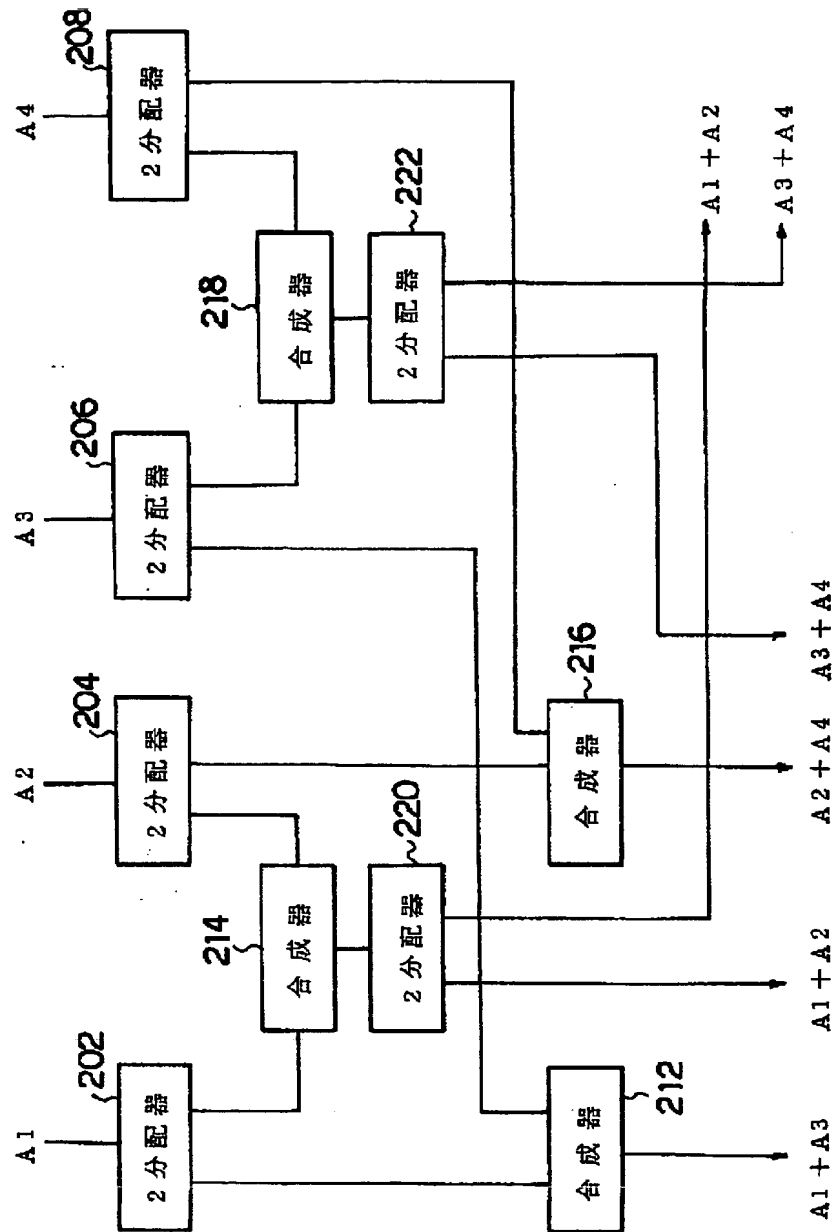
【図12】



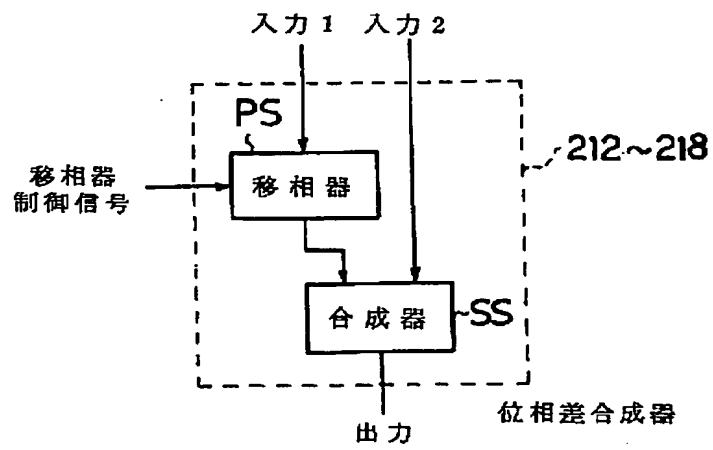
【図15】



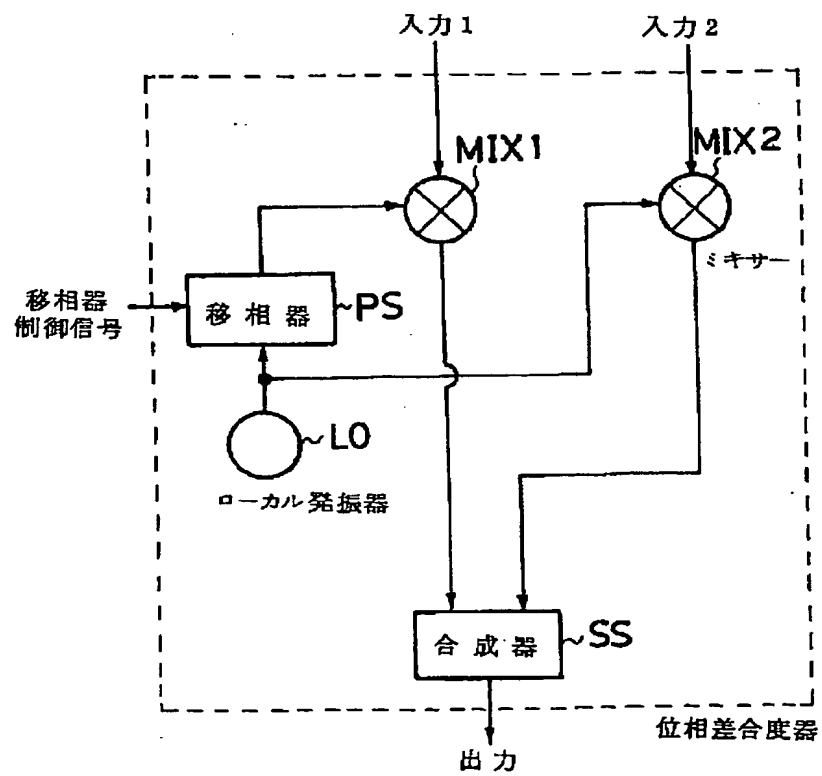
【図16】



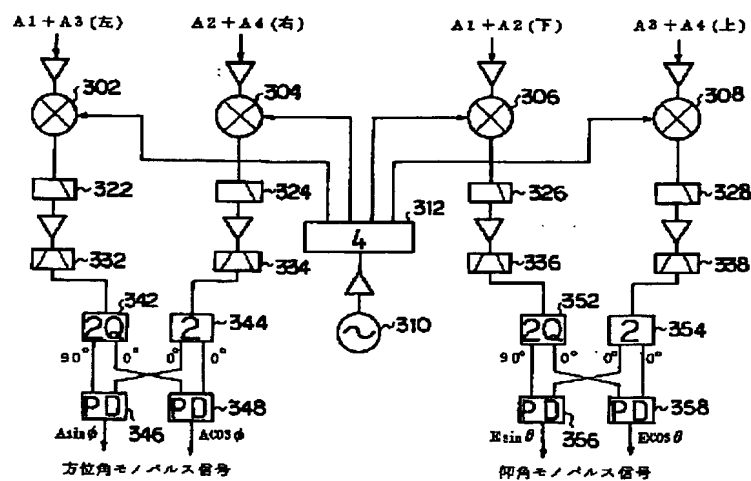
【図17】



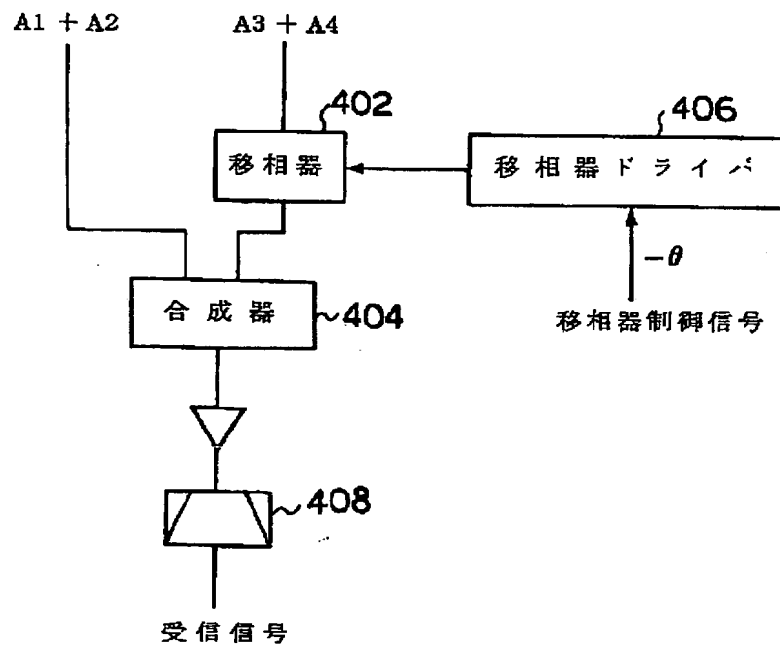
【図18】



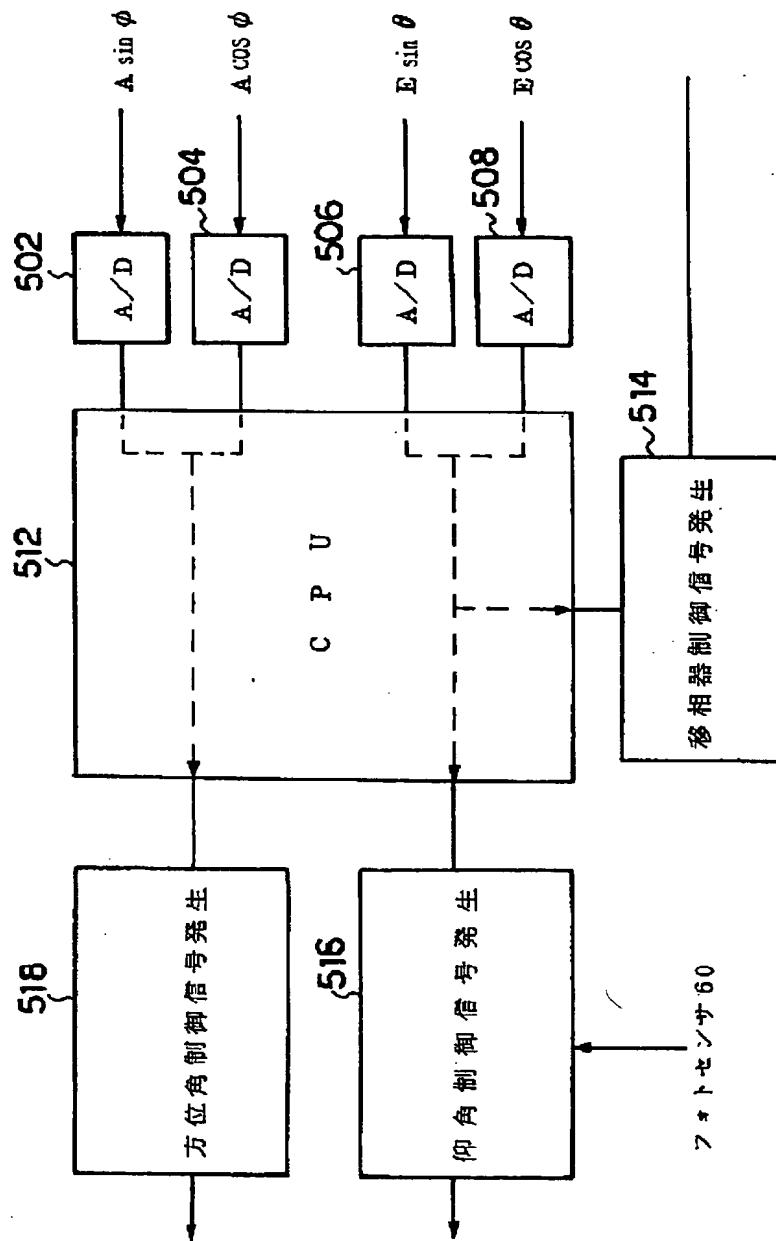
【図 19】



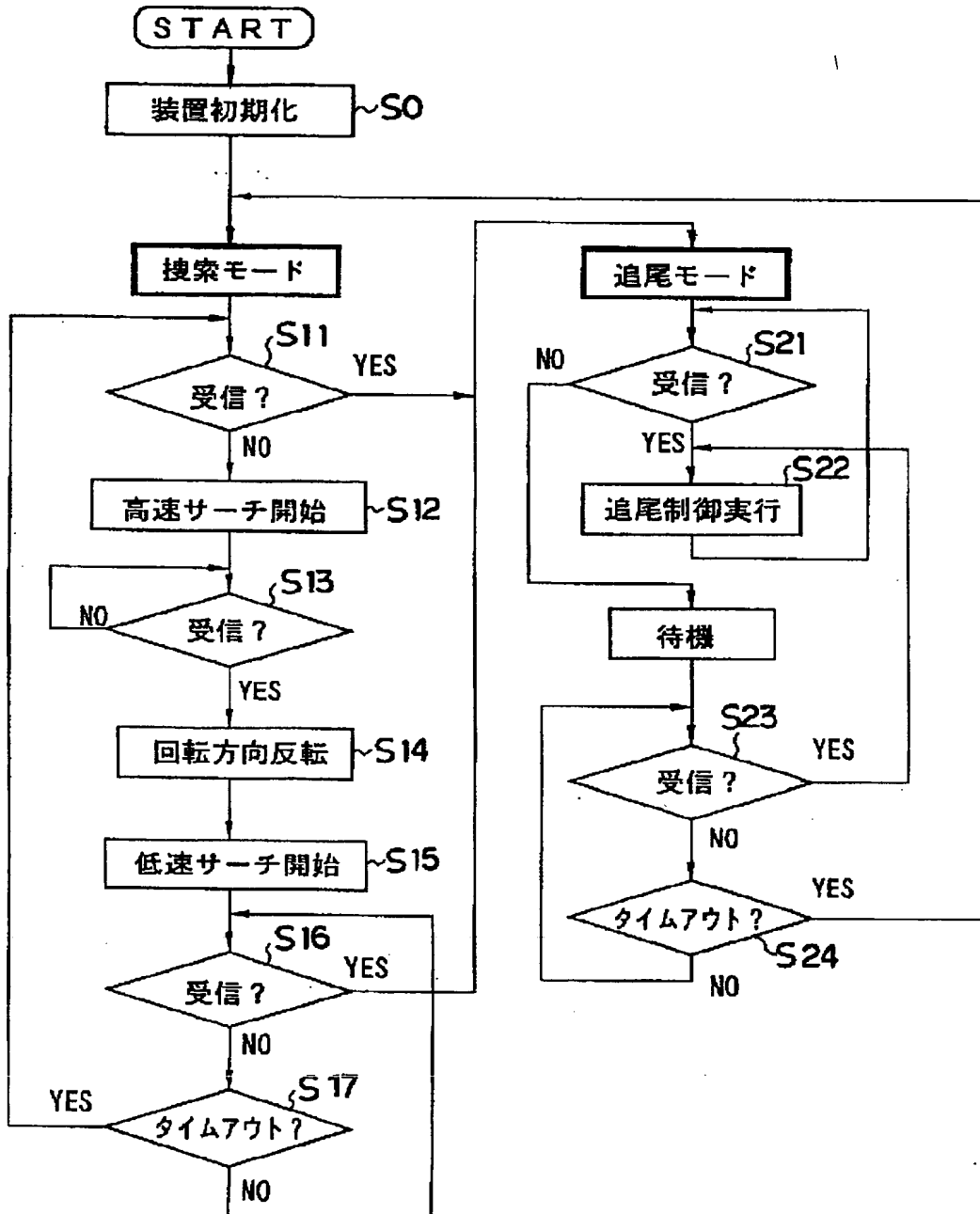
【図 20】



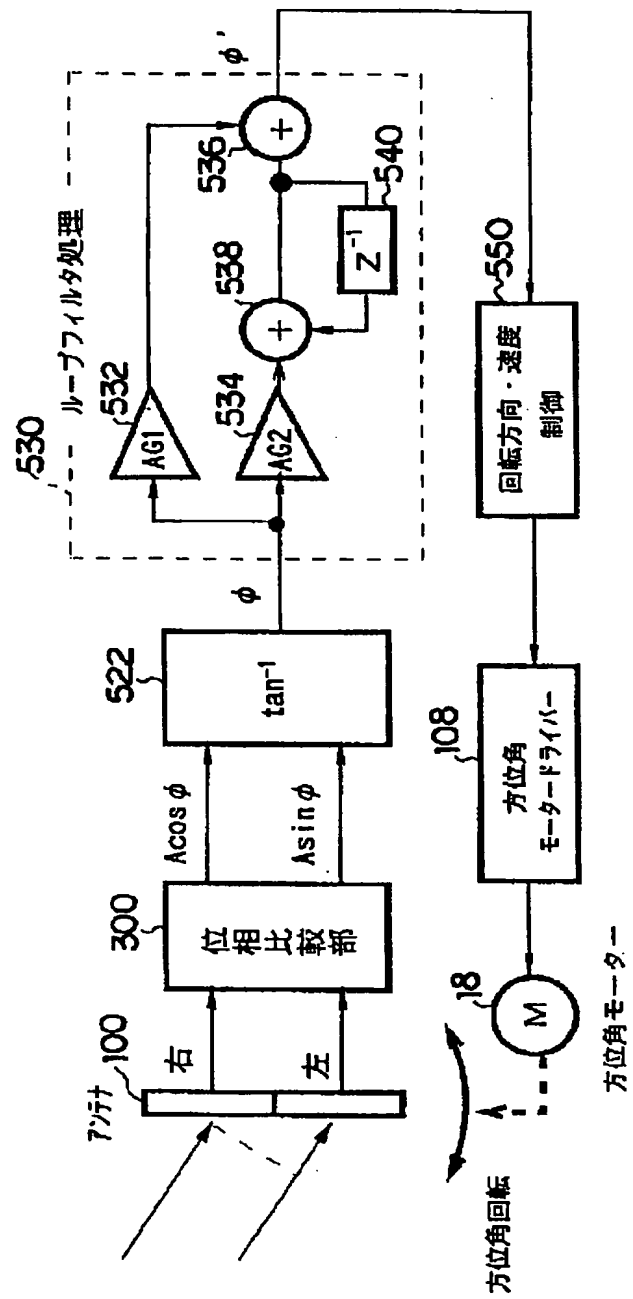
【図22】



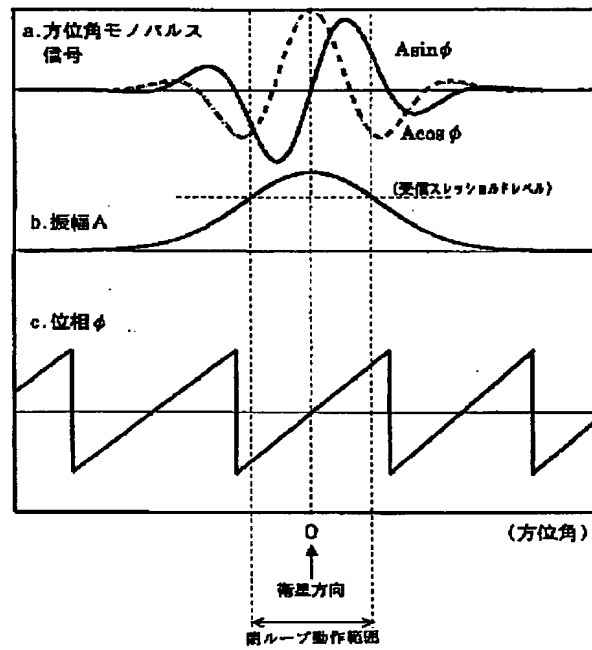
【図23】



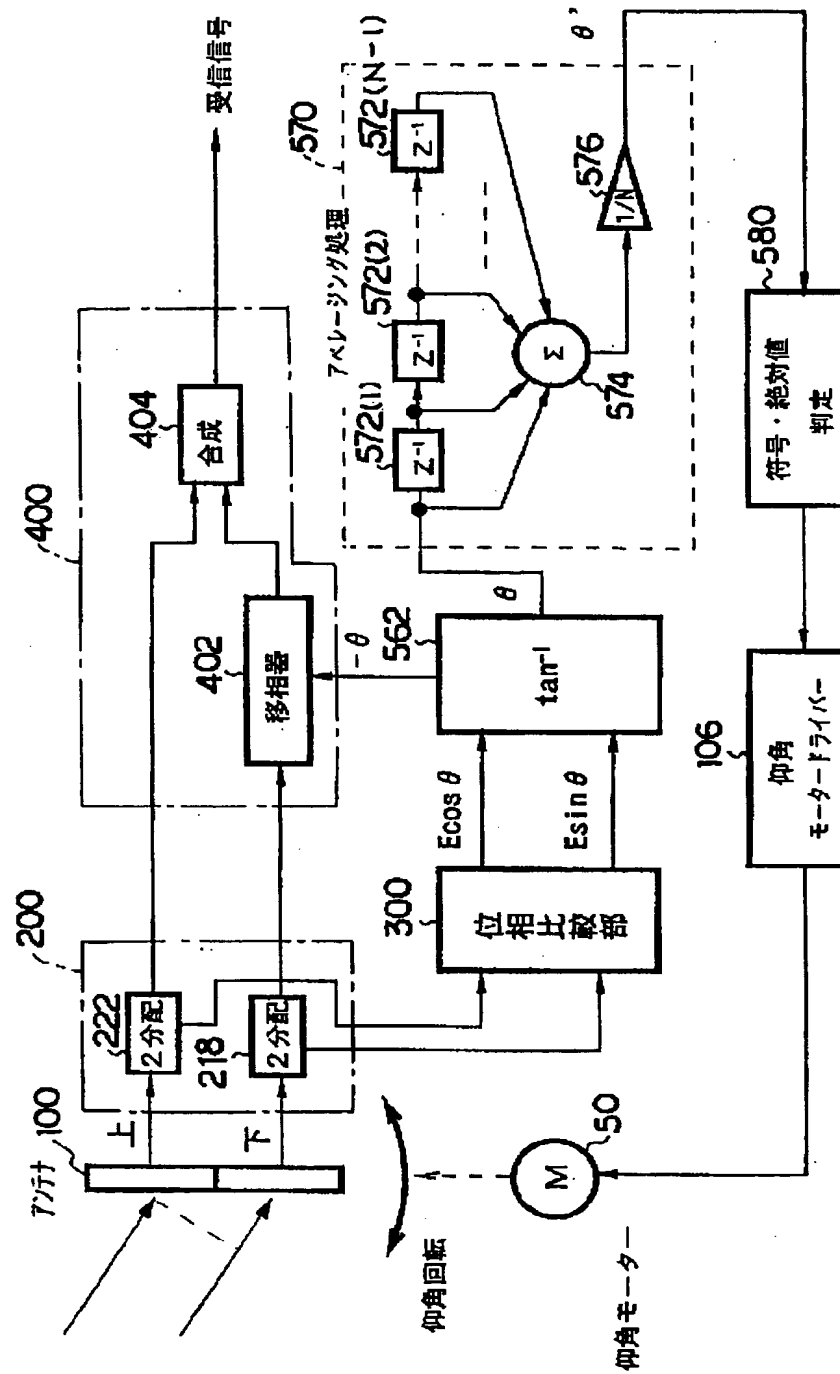
【図24】



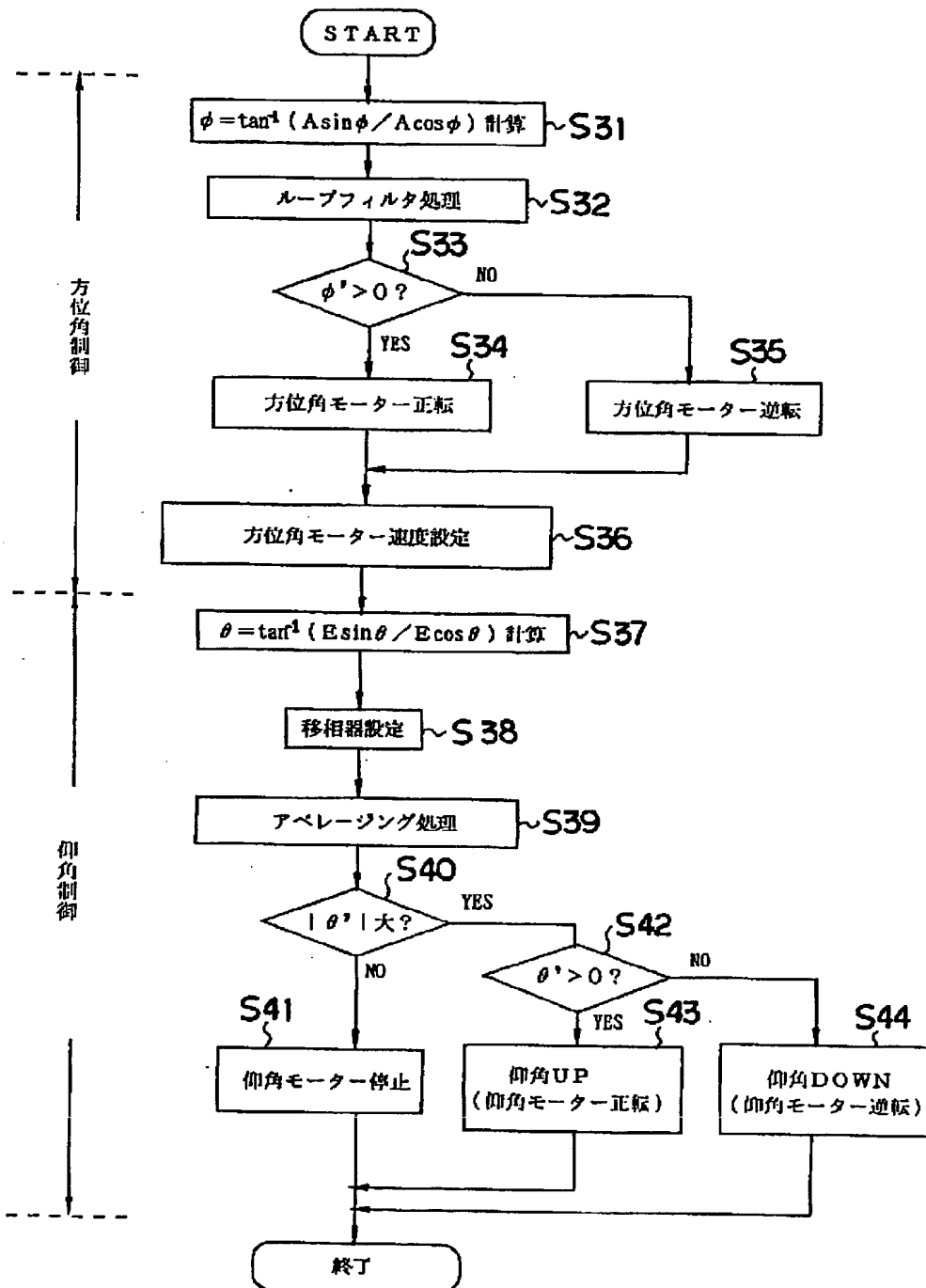
【図25】



【図26】



【図27】



フロントページの続き

(72) 発明者 渡辺 俊明
 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
 地の1 株式会社豊田中央研究所内

(72) 発明者 松島 悟
 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
 地の1 株式会社豊田中央研究所内

(72)発明者 東 和久

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

THIS PAGE BLANK (USPTO)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-334423

(43)Date of publication of application : 02.12.1994

(51)Int.Cl.

H01Q 3/04
// H01Q 21/24

(21)Application number : 05-124298

(71)Applicant : TOYOTA CENTRAL RES & DEV LAB
INC

(22)Date of filing : 26.05.1993

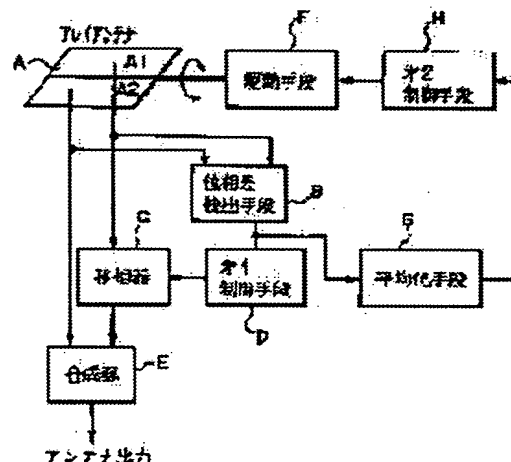
(72)Inventor : NISHIKAWA KUNITOSHI
TERAMOTO EIJI
WATANABE TOSHIKI
MATSUSHIMA SATORU
AZUMA KAZUHISA

(54) TRACKING ANTENNA SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To tract the azimuth angle direction with simple configuration and high accuracy.

CONSTITUTION: A phase difference detection means B detects a phase difference between sub array antennas A1, A2 and then the phase of a phase shifter C is controlled and a synthesizer E executes in-phase synthesis. Moreover, a phase difference detected by the phase difference detection means B is subjected to averaging processing at an averaging means G to eliminate fast fluctuation in an elevation angle and the result is fed to a control means H. The control means H uses an elevating angle direction drive means F to control mechanically the elevating angle of the array antenna A. Satellite tracing is always attained in an excellent way by implementing electronic directivity control as a response to a high speed elevating angle fluctuation and implementing mechanical directivity control as a response to a low speed elevating angle fluctuation.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

THIS PAGE BLANK (USPTO)

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

THIS PAGE BLANK (USPTO)

[0090] A control flow of the whole antenna device of the present invention controlled by the CPU 512 is described in Fig. 23. The present antenna device can be broadly divided into two operation modes, which are a search mode and a tracking mode.

[0091] The CPU 512 is, first, in the search mode after device initialization (S0). In the search mode, a receiving level $A (= \sqrt{\{(A \cos \theta)^2 + (A \sin \theta)^2\}})$ is obtained from an azimuth mono-pulse signal, and if the device is in a receiving state or not is determined by examining whether the receiving level A is at or higher than a certain threshold level (S11). When the receiving level is at or higher than the threshold level, it is determined to be in a receiving state, and the search mode shifts to the tracking mode. On the other hand, in S11, when the receiving level A is at or less than the threshold level, the turn speed of a turntable 10 is set to [high speed] by controlling an azimuth motor 18 via an azimuth motor driver 108. In this condition, a search turn (high-speed search) is started (S12). The turn speed at this time, is approximately 180°/second, and approximately 2 seconds are required to make one turn. During the search, the receiving level A is constantly monitored, and is checked whether the device is in a receiving state (S13). The search turn is stopped upon being in a receiving state during the search; however, since the azimuth motor 18 has a limit in changing speed and cannot make a sudden stop, the speed is reduced gradually, and the turn is stopped. Therefore, since the receivable location has been past at this time point usually, after reversing the rotation direction (S14), the search turn (low-speed search) is conducted at the [low speed] turn speed (a speed limit that at which a sudden stop can be made) (S15). Then, whether or not the device is in the receiving state is determined by monitoring the receiving level A (S16). The device usually enters the receiving state immediately after the start of low-speed search; however, reacquisition becomes difficult when the vehicle is circling around or when there is a shield such as a building. In such a case, whether a certain time period has elapsed or not (timeout or not) is determined when the device does not enter a receiving state (S17). When the reacquisition is not possible within the certain time period, the process returns to S11 to restart the search. Meanwhile, the mode shifts to the tracking mode when the device enters the receiving state within the certain time period.

[0092] In the tracking mode, the CPU 512, first, obtains the receiving level A from the azimuth mono-pulse signal as in the search mode, and determines whether or not the device is in a receiving state (S21). When being in a receiving state is confirmed, a tracking control of azimuth/elevation angle is conducted (S22).

THIS PAGE BLANK (USPTO)

[0093] When the receiving level A lowers and the receiving cannot be conducted due to the shield caused by buildings, trees and others during the tracking, it is determined that the condition is not in the receiving state in S21. In such a case, the tracking operation is temporarily suspended and stands by for a several seconds. In other words, whether or not the device is in a receiving state (S23) is determined, and when the device is not in a receiving state, whether a certain time period has elapsed or not is determined (S24). These steps are repeated until the timeout. When the device reenters a receiving state during the standby in S23, the process returns to S22, and the tracking control is resumed. When it is timed out in S24 (a case that the condition does not become the receiving state after the several seconds), it is determined that the location of satellite has lost, and the mode shifts back to the search mode (S11).

THIS PAGE BLANK (USPTO)

FIG. 23

S0: DEVICE INITIALIZATION

搜索モード: SEARCH MODE

S11: RECEIVING?

S12: START HIGH SPEED SEARCH

S13: RECEIVING?

S14: REVERSE ROTATIONAL DIRECTION

S15: START LOW SPEED SEARCH

S16: RECEIVING?

S17: TIMEOUT?

追尾モード: TRACKING MODE

S21: RECEIVING?

S22: CONDUCT TRACKING CONTROL

待機: STANDBY

S23: RECEIVING?

S24: TIMEOUT?

THIS PAGE BLANK (USPTO)